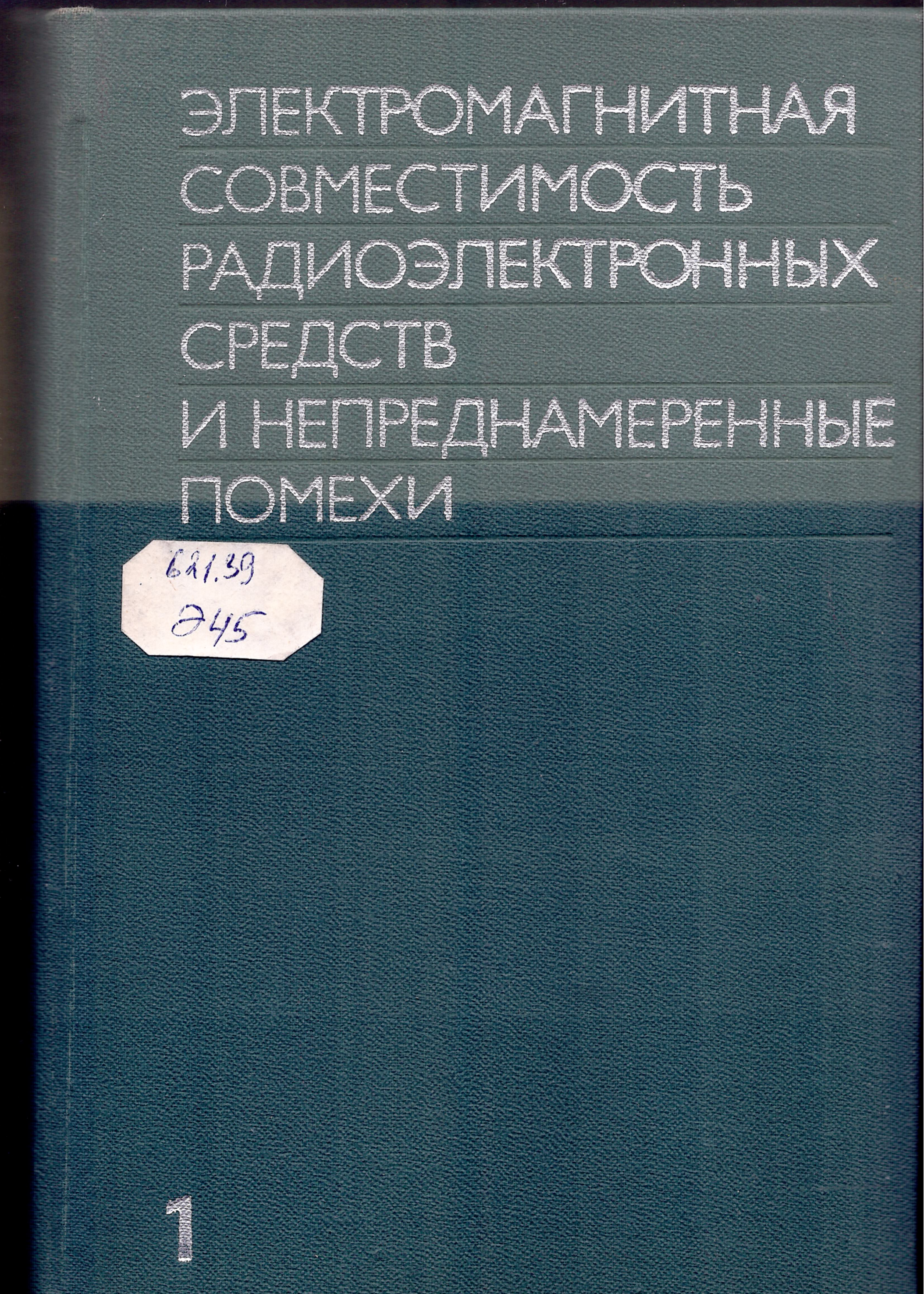


ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И НЕПРЕДНАМЕРЕННЫЕ ПОМЕХИ

621.39
Э45

1

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И НЕПРЕДНАМЕРЕННЫЕ ПОМЕХИ

621.39
Э45

1

ЭМС РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

1

00850

A HANDBOOK SERIES ON ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE AND COMPATIBILITY

By **Donald R. J. White**

Published by: Don White Consultants, Inc.
Germantown, Maryland
1971—1973

621.39
Э45

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И НЕПРЕДНАМЕРЕННЫЕ ПОМЕХИ

Составитель **Дональд Р. Ж. Уайт**

Выпуск 1

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭМС. МЕЖСИСТЕМНЫЕ ПОМЕХИ

068850

Сокращенный перевод с английского
под редакцией А. И. Сапгира

Послесловие и комментарии
А. Д. Князева

25
0
202

621.391

Москва
«Советское радио»
1977

-2013
К
ПЕРЕВІРЕНО

6Ф2.1
Э 32

УДК 621.391.82

Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Составитель Д. Р. Ж. Уайт Джермантаун, Мериленд, 1971—1973. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Сокращ. пер. с англ. Под ред. А. И. Сапгира. Послесловие и комментарии А. Д. Князева. М., «Сов. радио», 1977, 352 с.

В книге в сжатой форме изложен обширный материал, являющийся по сути введением в теорию и практику ЭМС РЭС, приведен справочный материал и примеры расчета. В первом выпуске дана общая характеристика состояния проблемы ЭМС РЭС, изложен ряд направлений по решению задач обеспечения ЭМС РЭС в США. Рассмотрены некоторые методы расчета межсистемных электромагнитных помех, изложены способы представления характеристик основных устройств РЭС (передатчиков, приемников, антенн и пр.), необходимых для оценки ЭМС.

Книга представляет собой справочно-методическое пособие для инженеров-конструкторов и исследователей, разработчиков радиоаппаратуры, а также специалистов, работающих в смежных областях. Она может представить интерес для сотрудников служб управления и эксплуатации РЭС и использована преподавателями и студентами вузов и техникумов в качестве учебного пособия.

Рис. 154, табл. 44, библ. 740 назв.

Редакция радиотехнической литературы

$Э\frac{30401\text{-}079}{046(01)\text{-}77}$ 08-77

© Сокращенный перевод на русский язык. Издательство «Советское радио», 1977 г.
© Предисловие редактора перевода, приложение, послесловие, комментарии, список литературы. Издательство «Советское радио», 1977 г.

ОТ ИЗДАТЕЛЬСТВА

Предлагаемый вниманию читателей первый выпуск справочно-методического пособия по радиопомехам и электромагнитной совместимости (ЭМС) является сокращенным переводом 1, 3, 5 томов многотомного справочника, изданных в США в 1971 — 1973 гг. В справочнике обобщены обширные материалы и систематизированы основные технические вопросы, связанные с обеспечением ЭМС радиоэлектронных средств. Материал издания представляет несомненный интерес для широкого круга радиоспециалистов и может оказаться полезным для преподавателей и студентов радиотехнических специальностей.

К сожалению, справочник составлен по литературным источникам, опубликованным в основном до 1970 г., из-за чего изложение ряда вопросов оказалось неполным и нечетким. Так, глава оригинала «Распространение радиопомех», содержала не только устаревшие материалы, но и не принятые в отечественной литературе расчетные формулы.

Чтобы улучшить содержание первого выпуска русского издания, издательство приняло решение дополнить его более современной информацией о проблеме ЭМС и направлениях в ее решении. С этой целью выпуск снабжен комментариями и перечнем литературных источников, опубликованных, главным образом, после 1970 г. Комментарии имеют сквозную нумерацию и помещены в конце книги. В тексте комментируемые места отмечены цифрой со скобкой. Было признано также целесообразным главу «Распространение радиопомех» заменить приложением «Распространение сигналов мешающих радиостанций», написанным преимущественно по отечественным источникам. Труд по составлению приложения взяла на себя канд. техн. наук Л. Г. Пучко. Послесловие и комментарии к выпуску написал канд. техн. наук А. Д. Князев.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА

Как известно, обеспечение совместной работы различных радиоэлектронных средств (РЭС), т. е. их электромагнитной совместимости (ЭМС), с каждым годом приобретает все большее значение. Более того, в настоящее время некоторые аспекты ЭМС уже принимают межгосударственный, глобальный характер.

Обеспечение электромагнитной совместимости в настоящее время, по-видимому, формируется в самостоятельное научно-техническое направление со своими специфическими идеями, методами прогноза, исследования и конструирования.

Среди важных задач этого направления можно отметить:

— рассмотрение причин возникновения, воздействия и методов уменьшения непреднамеренных электромагнитных помех (ЭМП) различного происхождения;

— определение восприимчивости к ЭМП аппаратуры на любом ее структурном уровне;

— прогнозирование ЭМС и ЭМП;

— разработку эффективных мер защиты РЭС от ЭМП.

Рассматривая работы в области ЭМС как поиск методов очищения среды, окружающей человека и созданные им средства, нетрудно проследить связь ЭМС с экологией. Экология же в последнее время в связи с постоянно увеличивающейся численностью народонаселения и научно-технической революцией понимается в гораздо более широком аспекте, чем чисто биологический.

Существенной особенностью ЭМС можно считать ее системотехнический характер. Совершенствование параметров ЭМС данного устройства, как правило, улучшает условия и качество работы других средств, функционально не связанных с первым. Это, в свою очередь, является необходимой предпосылкой к созданию систем высокой эффективности. Важность таких работ подчеркнута XXV съездом КПСС на десятую пятилетку — пятилетку эффективности и качества, в которой предусмотрено последовательное осуществление перехода от создания и внедрения отдельных

прогрессивных машин и технологий к разработке, производству и массовому применению высокоэффективных систем.

Значимость проблемы ЭМС и ее обострение определяются не только экспоненциальным ростом количества, многообразием и сложностью самих систем, являющимися естественным следствием широкого внедрения радиоэлектроники в различные сферы производства и потребления. Как ни парадоксально, это связано с проявляющейся иногда ее недооценкой некоторыми отечественными и зарубежными специалистами, непосредственно отвечающими за нормальное функционирование РЭС: конструкторов, разработчиков, сотрудников служб эксплуатации и управления. Не всегда разработчики своевременно принимают меры к обеспечению ЭМС средств и систем, создаваемых, как правило, на весьма длительный срок эксплуатации в общем случае в непрогнозируемой электромагнитной обстановке. Бытует взгляд, что заниматься обеспечением ЭМС следует после выявления несовместимости, и не конструкторам-разработчикам, а специально выделенным сотрудникам. Одновременно считается, что решение проблемы ЭМС исчерпывается в основном организационными мероприятиями и соблюдением частотного регламента.

Однако все более ясной становится неправомерность отделения во времени разработки какого-либо радиоэлектронного или электрического устройства от достаточно квалифицированного решения вопросов по его совместимости с другими средствами (а также с человеком). Серьезное отношение к проблеме ЭМС, грамотный и своевременный учет ее требований на каждом этапе «жизненного цикла» радиоэлектронного средства и на всех его аппаратурных уровнях по существу следует отнести к характеристике профессиональной подготовки инженера. Необходимо четко представлять, что наиболее эффективные меры по обеспечению совместимости могут быть приняты прежде всего разработчиками РЭС, причем работы по ЭМС следует начинать на самых ранних стадиях проектирования РЭС. И чем позже начинаются такие работы, тем они, как правило, менее эффективны и более дорогостоящие.

Одной из существенных причин недооценки проблемы ЭМС можно считать ограниченность обобщенных руководств по проблеме в целом. Нарастающий же поток отдельных публикаций, в свою очередь, объективно подтверждающий актуальность самой тематики, как всегда в таких случаях, требует периодической систематизации полученных результатов. Такую задачу, по-видимому, преследовал вышедший в 1971—1975 гг. шеститомный справочник A Handbook Series on electromagnetic Interference and Compatibility. Этот справочник составлен по разрозненным, в основном малодоступным для советского читателя зарубежным (прежде всего американским) литературным источникам: трудам международных и региональных симпозиумов, журнальным статьям, техническим отчетам, рекламным, фирменным и другим материалам различных компаний и обществ, стандартам, нормам, инструкциям и т. п.

Составитель справочника Д. Уайт собрал воедино расчетный, конструкторско-технологический, нормативный и статистический материал, во многом отображающий опыт, накопленный при решении проблемы ЭМС специалистами развитых стран мира, в частности США. При этом внимание читателя удачно обращается на такие в общем-то известные факты, мимо которых обычно проходят, явно недооценивая их влияние.

Доходчивость изложения, много практических рекомендаций и иллюстративных примеров могли бы сделать справочник доступным и полезным самой широкой аудитории. Однако этому существенно препятствуют серьезные недостатки. Это — эклектичность, большое количество ошибок, явных и скрытых, противоречия между текстом и иллюстрациями, многочисленные повторы. Серьезные претензии можно предъявить также и к библиографии. Несмотря на компилятивный характер справочника, библиография составлена так, что пользоваться ею, хотя бы для проверки вызывающих сомнение данных, весьма затруднительно. Помимо «адресных» неточностей использованных материалов, в тексте практически полностью отсутствуют ссылки на источники, цитируемые зачастую дословно.

Все это существенно осложнило подготовку перевода для издания на русском языке. Коллектив, подготавливающий данный труд к печати, взял на себя нелегкую задачу: сохранив информационные достоинства справочника, добиться максимального устранения недостатков.

От полного перевода всех томов пришлось отказаться. Чтобы выделить наиболее ценную для советского читателя часть справочника и попытаться методически улучшить изложение, редактор счел необходимым изменить структуру справочника, взяв на себя смелость устранить по возможности замеченные ошибки и неточности и сократить материал за счет исключения повторяющихся или второстепенных сведений. Исправления были сделаны непосредственно в тексте и, как правило, без комментариев.

Для целенаправленности и мобильности издание было скомплектовано с учетом интересов различных групп специалистов: первый выпуск содержит в основном материалы системотехнического характера, а второй — конструкторско-технологического. В предлагаемые вниманию читателя первые два выпуска издания вошли материалы томов 1, 3, 5 оригинала. Эти два выпуска представляют по существу методическое справочное пособие, а не справочник в строгом смысле этого слова (кстати, это можно сказать и о самом оригинале).

Несмотря на старания редактора, тщательно проверить все материалы было невозможно. В ряде случаев разноплановость содержания повлекла за собой сохранение оригинальных, может быть не везде единообразных и корректных, терминов и соотношений. Некоторые сведения, приведенные в пособии, специалистам могут показаться тривиальными. Необходимо, однако, иметь в виду, что в связи с отсутствием систематизированного руководства по ЭМС, потребность в котором, как уже отмечалось, очевидна, издание преследует и учебно-просветительные цели.

Материалы пособия должны заинтересовать самую разнообразную и широкую аудиторию: инженеров-конструкторов и исследователей, технологов, разработчиков радио- и электротехнической аппаратуры и ее элементов, сотрудников служб управления и эксплуатации, преподавателей и студентов учебных заведений, проектировщиков сооружений и зданий (промышленных, медицинских, жилых).

При определении категории заинтересованных в пособии лиц считаем своим долгом предупредить вполне естественное разочарование многочисленного отряда специалистов, занимающихся теорией и практикой помехоустойчивости РЭС, бурно развивающейся в последнее время. Здесь, как и в оригинале, они не найдут рекомендаций по использованию современных способов формирования или обработки сигналов в целях ЭМС. Например, не нашли отражения вопросы схемного подавления помех различного характера и происхождения, применения наиболее помехоустойчивых видов кодирования и т. д. Отсутствие таких сведений является дефектом справочника, но не характеризует относительную узость проблемы в целом. Более того, следует подчеркнуть, что без применения методов снижения влияния непреднамеренных помех на передаваемое сообщение, заключающихся в соответствующей оптимизации формирования и обработки сигналов, проблему ЭМС в принципе нельзя считать «замкнутой»: реальные сигналы априорно существуют в условиях одновременного воздействия флюктуационного шума и непреднамеренных помех различного характера.

Над переводом работали: тт. В. А. Боровков (гл. 2,6), Ю. М. Мельников (гл. 5), О. Г. Носов (гл. 1), А. П. Павлюк (гл. 3), Ю. М. Паянский (гл. 1) и Ю. М. Фомин (гл. 4). Серьезная помощь при рецензировании рукописи перевода была оказана Ю. С. Лезиным.

В связи с использованием в пособии некоторых терминов и понятий, упоминаемых в оригинале и не установившихся в отечественной технической литературе, считаем целесообразным определить (без какой-либо претензии на строгость формулировок) их смысл, во всяком случае тот, который в них здесь вкладывается.

1. Рецептор. Это относительно универсальное понятие объединяет обширный класс любых систем (в том числе, радиоэлектронных, электромеханических, биологических), изменяющих обратимо или необратимо значения своих параметров под влиянием посторонних возмущений. Под посторонним возмущением понимается такое, воспринимать которое в номинальном режиме функционирования данная система не должна. Если посторонним возмущением является электромагнитная помеха, то преимущество понятия «рецептор (помеха)» перед общепринятым «приемник (помехи)», по мнению редактора перевода, очевидно.

2. Восприимчивость характеризует уязвимость рецептора. Так, например, для радиоприемника она определяет его восприятие (помехи) любым приемным каналом, как основным, так и побочным. Очевидно, восприимчивость только по основному каналу приема эквивалентна чувствительности приемника.

3. Помехи проводимости (кондуктивные помехи, помехи, распространяющиеся по проводам) — электромагнитные помехи, средой распространения которых являются различные проводящие (например, металлические) предметы (кожухи, шасси, экраны, оплетки, оболочки, шины заземления, силовые и сигнальные кабели или провода и т. п.).

4. Помехи излучения — электромагнитные помехи, средой распространения которых является пространство, окружающее данное устройство (систему).

Глава 1

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И НЕПРЕДНАМЕРЕННЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ

Электромагнитная совместимость (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) — их свойство функционировать без ухудшения качественных показателей в заданной электромагнитной обстановке. Устройство не должно неблагоприятно воздействовать на работу другого устройства и должно противостоять его воздействию.

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О НЕПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХАХ

Электромагнитные помехи (ЭМП)1) являются одним из видов «загрязнения» окружающей среды.

Наиболее простыми формами ЭМП являются помехи, вызванные работой некоторых устройств. Например, определенные типы электробритв могут создавать помехи расположенным вблизи радиоприемным устройствам, телевизионным приемникам и другим устройствам с электронно-лучевыми трубками. Источником помех являются также системы автомобильного зажигания. При высоком уровне помех возможны неожиданные перерывы телефонной связи.

Особое место занимают помехи между радиосистемами. Так, например, самолет может потерять ориентацию из-за ошибок в навигационной системе, обусловленных влиянием других РЭС (потеря ориентации самолета может произойти и из-за отказа памяти ЭВМ в результате электрических разрядов во время грозы). Или, скажем, на подвижную полицейскую радиоустановку могут воздействовать помехи в часы пик от множества систем автомобильного зажигания. Если средства связи, радиолокационные станции (РЛС) и другие виды радиоэлектронной аппаратуры действующей армии подвержены влиянию помех других средств, сражение может привести к большим потерям в живой силе и технике или вообще быть проиграно.

В связи с этим необходимо изучение помех, являющееся началом исследования проблемы «загрязнения» спектра частот. К сожалению, эта концепция не всегда принимается во внимание пректировщиками систем. Очень важно, чтобы соответствующие руководящие органы, инженеры-разработчики в своей работе строго руководствовались требованиями, которым должны удовлетворять с точки зрения ЭМС все виды аппаратуры (электротехническая, радиоэлектронная).

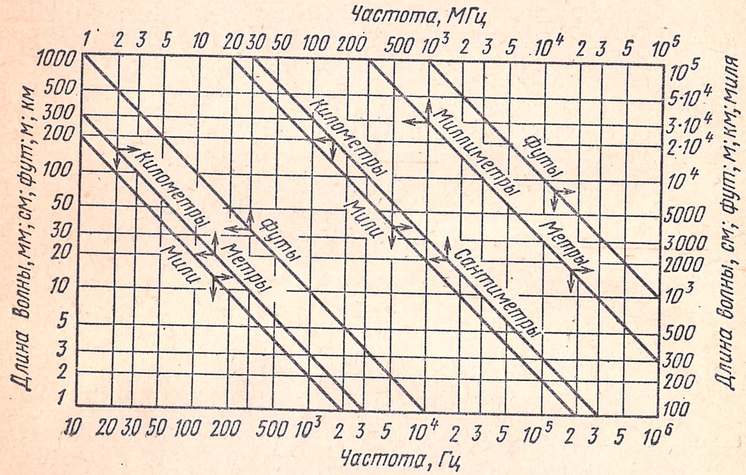


Рис. 1.1. Зависимость длины волны в воздухе от частоты.

Частотный спектр является естественным ресурсом, поэтому рациональные методы его использования являются важными для всех потребителей, особенно если учесть, что число различных источников помех удваивается каждые десять лет. Предполагают, что из-за возрастающей сложности обеспечения ЭМС к 1980 г. будет очень трудно организовать связь, успешную работу ЭВМ или безаварийные полеты самолетов между удаленными городами.

Чтобы в дальнейшем упростить переход от частоты к длине волны в различных единицах измерения, приведем график на на рис. 1.1.

В 1966 г. в США была принята новая классификация обозначений диапазонов, которая используется и в настоящее время (табл. 1.1)[2].

Таблица 1.1

Частотный диапазон, МГц	Новое обозначение	Старое обозначение
0—25	A-1	
25—50	A-2	
50—75	A-3	
75—100	A-4	
100—125	A-5	
125—150	A-6	
150—175	A-7	
175—200	A-8	
200—225	A-9	*P*
225—250	A-10	
250—275	B-1	
275—300	B-2	
300—325	B-3	
325—350	B-4	
350—375	B-5	
375—400	B-6	
400—425	B-7	
425—450	B-8	
450—475	B-9	
475—500	B-10	
500—550	C-1	
550—600	C-2	
600—650	C-3	
650—700	C-4	
700—750	C-5	
750—800	C-6	
800—850	C-7	
850—900	C-8	
900—950	C-9	
950—1000	C-10	
1000—1100	D-1	*L*
1100—1200	D-2	
1200—1300	D-3	
1300—1400	D-4	
1400—1500	D-5	
1500—1600	D-6	
1600—1700	D-7	
1700—1800	D-8	
1800—1900	D-9	
1900—2000	D-10	
2000—2100	E-1	
2100—2200	E-2	
2200—2300	E-3	
2300—2400	E-4	
Частотный диапазон, ГГц	**Новое обозначение**	**Старое обозначение**
2,4—2,5	E-5	*S*
2,5—2,6	E-6	
2,6—2,7	E-7	
2,7—2,8	E-8	
2,8—2,9	E-9	
2,9—3,0	E-10	
3,0—3,1	F-1	
3,1—3,2	F-2	
3,2—3,3	F-3	
3,3—3,4	F-4	
3,4—3,5	F-5	
3,5—3,6	F-6	
3,6—3,7	F-7	
3,7—3,8	F-8	
3,8—3,9	F-9	
3,9—4,0	F-10	
4,0—4,2	G-1	*C*
4,2—4,4	G-2	
4,4—4,6	G-3	
4,6—4,8	G-4	
4,8—5,0	G-5	
5,0—5,2	G-6	
5,2—5,4	G-7	
5,4—5,6	G-8	
5,6—5,8	G-9	
5,8—6,0	G-10	
6,0—6,2	H-1	
6,2—6,4	H-2	
6,4—6,6	H-3	
6,6—6,8	H-4	
6,8—7,0	H-5	
7,0—7,2	H-6	
7,2—7,4	H-7	
7,4—7,6	H-8	
7,6—7,8	H-9	
7,8—8,0	H-10	
8,0—8,2	I-1	

Продолжение табл. 1.1

Частотный диапазон, ГГц	Новое обозначение	Старое обозначение	Частотный диапазон, ГГц	Новое обозначение	Старое обозначение
8,2—8,4	I-2	X	10—11	J-1	
8,4—8,6	I-3		11—12	J-2	
8,6—8,8	I-4		12—13	J-3	
8,8—9,0	I-5		13—14	J-4	
9,0—9,2	I-6		14—15	J-5	
9,2—9,4	I-7		15—16	J-6	
9,4—9,6	I-8		16—17	J-7	
9,6—9,8	I-9		17—18	J-8	
9,8—10,0	I-10		18—19	J-9	
			19—20	J-10	

На рис. 1.2 представлены данные по некоторым источникам шума в пяти декадах*) частотного спектра от 100 кГц до 10 ГГц. Помехи от различных установок (например, от электронно-связных, научных, промышленных, медицинских) можно группировать по категориям городских, пригородных и сельских. Естественные помехи на частотах ниже 10 кГц имеют преимущественно атмосферное происхождение. Причиной этих помех являются электрические и магнитные бури в низких широтах, распространяющиеся вокруг Земли по волноводу между ионосферой и поверхностью Земли. Причиной космического шума являются излучения галактик (включая Солнце). Этот шум в значительной степени затухает на частотах ниже 10 МГц из-за ионосферной абсорбции и отражений. Как видно из рис. 1.2, на частотах ниже 300 МГц уровни искусственного и естественного шума в общем случае выше уровня собственного шума приемных устройств.

При оценке ЭМП следует принимать во внимание три основных элемента: источники помех (ИП), среду распространения и рецепторы помех (РП) (рис. 1.3). Воздействие ИП на РП может быть радиационным (пространственным без непосредственного соединения) и кондуктивным (по проводам, кабелям, шасси и т. д.). В первом случае имеем помехи излучения (ПИ), а во втором — помехи проводимости или помехи, распространяющиеся по проводам (ПРП).

---

*) В американской технической литературе ширина частотного спектра часто оценивается в декадах или октавах. 1 декада — интервал, для которого отношение граничных частот $f_2/f_1 = 10$. 1 октава — интервал, для которого отношение граничных частот $f_2/f_1 = 2$. Легко показать, что 1 декада = 3,32 октавы. (*Прим. ред.*)

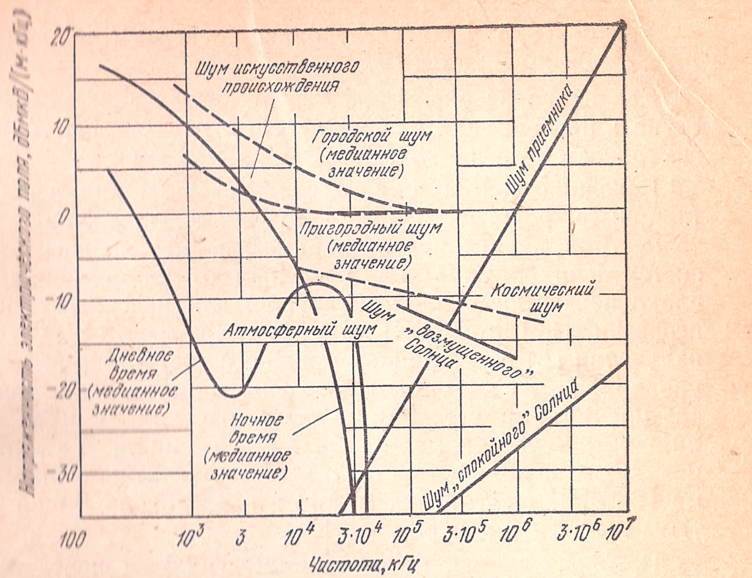


Рис. 1.2. Обобщенные данные об источниках электромагнитного шума и его уровнях.

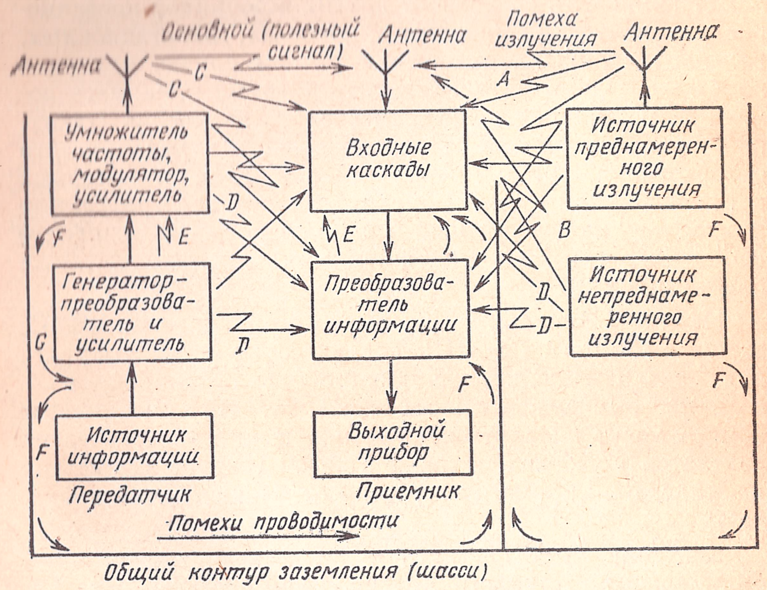

Антенна
Основной (полезный сигнал)
Антенна
Помеха излучения
Антенна
C
C
A
Умножитель частоты, модулятор, усилитель
Входные каскады
Источник преднамеренного излучения
D
E
E
B
F
F
Генератор-преобразователь и усилитель
Преобразователь информации
Источник непреднамеренного излучения
C
D
D
D
F
F
Источник информации
Выходной прибор
F
Передатчик
Приемник
Помехи проводимости
Общий контур заземления (шасси)

Рис. 1.3. Некоторые пути внутри- и межсистемных ЭМП.

Как правило, радиоэлектронное средство (РЭС), может быть одновременно как источником, так и рецептором ЭМП.

Как видно из рис. 1.3, ЭМП от передатчика могут поступать на приемник различными путями (межсистемные и внутрисистемные помехи[3])).

Исходная информация, предназначенная для передачи (например, речь, видеосигнал, цифровые данные ЭВМ или телеметрии, навигационные параметры, сигналы логических систем, синхроимпульсы), поступает от информационного блока передатчика и преобразуется для непосредственной передачи. При этом ЭМП могут образоваться в результате излучения (E) передатчиком мощности достаточно высокого уровня, а также могут быть наведены (G) через общие контур заземления или источник питания. Поскольку пути возникновения этих помех лежат внутри данной РЭС, то их называют внутрисистемными электромагнитными помехами (ВЭМП). Другой вид ВЭМП в пределах приемной системы показан в центре рис. 1.3.

Преобразованная информация (сигнал) от передатчика распространяется в пространстве. Приемная антенна вместе с полезным излучением передатчика (сигналом) может принимать сигналы от других источников преднамеренного излучения (например, связных, навигационных, радиолокационных), которые в данном случае являются помехами. Приемная антенна может также принимать помехи от источников непреднамеренного излучения (таких, например, как помехи от промышленного и медицинского оборудования, дуговой электросварки, ЭВМ, атмосферный и галактический шум). Помехи, возникающие в результате воздействия излучений типа A и B между двумя или более системами, называют межсистемными электромагнитными помехами (МЭМП).

На рис. 1.3 показаны другие пути возникновения МЭМП, включая ПИ (C и D) и ПРП (F), которые могут возникать при общем заземлении, общих источниках питания или в кабельных распределительных системах. Внутрисистемные помехи могут появляться из-за нарушений электрических контактов в кабелях, а также в общем контуре заземления или вследствие прямого излучения от блока к блоку или кабелю.

Контроль ВЭМП — путь к снижению уровня помех от отдельных устройств внутри одной системы (рис. 1.4, 1.5).

Межсистемные помехи представляют более широкую группу помех из-за многообразия видов аппаратуры и систем, поэтому контролировать их сложнее. Выходная мощность помех (некоторые их источники показаны на рис. 1.6) может лежать в диапазоне от 3 Вт (переносное радиотелефонное устройство) до 10 МВт (РЛС). При этом помехи могут проявляться в диапазоне от 60 Гц (ЛЭП) до 35 ГГц (РЛС).

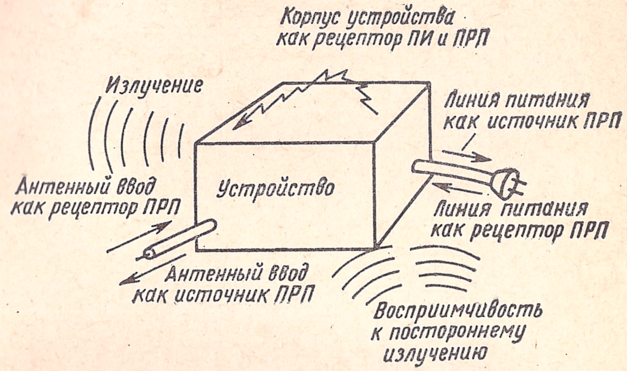

Корпус устройства как рецептор ПИ и ПРП
Излучение
Линия питания как источник ПРП
Антенный ввод как рецептор ПРП
Устройство
Линия питания как рецептор ПРП
Антенный ввод как источник ПРП
Восприимчивость к постороннему излучению

Рис. 1. 4. Основные пути образования ВЭМП.

Рассмотрим ситуацию, показанную на рис. 1.7. Вторая гармоника излучения от РЛС S-диапазона может лежать в полосе пропускания или вблизи нее приемного устройства радиолинейной линии (РРЛ) C — диапазона. В этом случае РЛС является источником помех. С другой стороны, основные излучения РЛС могут лежать в пределах полосы частот зеркального канала приемника РРЛ[*]. Таким образом, и РЛС и РРЛ могут быть причиной появления помехи в приемнике РРЛ. Чтобы уменьшить ЭМП, нужно уменьшить восприимчивость[4] приемника РРЛ по зеркальному каналу и ширину спектра основного излучения РЛС, а также уровни излучений высших гармоник (на этапе разработки РЭС).

В литературе обычно описываются следующие основные методы снижения ВЭМП: фильтрация и экранирование, улучшение технологии монтажа и заземления.

Пути уменьшения МЭМП представлены на рис. 1.8.

---

[*] Если РРЛ работает в том же S-диапазоне, что и РЛС (*Прим. ред.*)

068850
Техническая библиотека
[illegible]
[illegible] завод

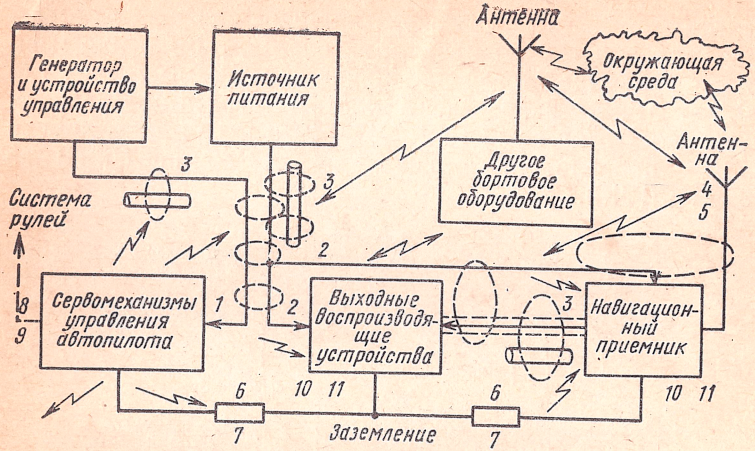

Антенна
Окружающая среда
Генератор и устройство управления
Источник питания
Другое бортовое оборудование
Антенна
Система рулей
Сервомеханизмы управления автопилота
Выходные воспроизводящие устройства
Навигационный приемник
Заземление
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10 11

Рис. 1.5. Некоторые источники и рецепторы ВЭМП:

1 — излучение кабеля питания; *2* — восприимчивость кабеля питания; *3* — излучение соединительного кабеля; *4* — излучение антенного фидера; *5* — восприимчивость антенного фидера; *6, 7* — эквивалентный импеданс общего контура заземления как ИП и как РП; *8, 9* — излучение магнитного и электрического поля; *10, 11* — восприимчивость к магнитному и электрическому полю

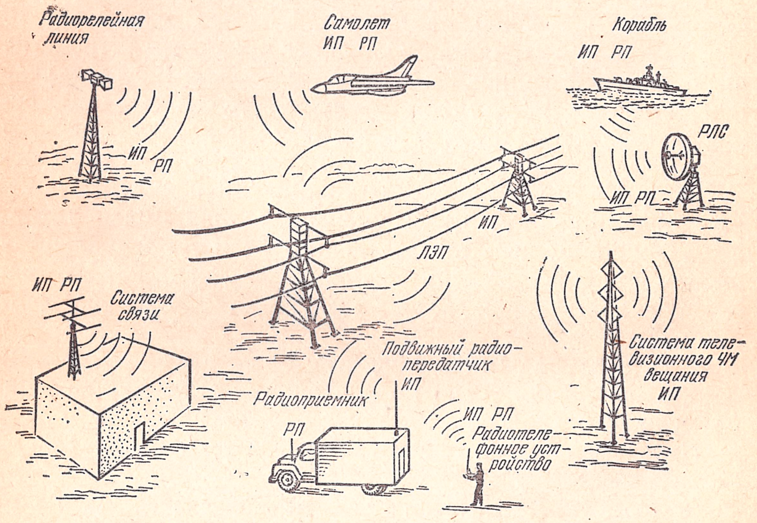

Радиорелейная линия
ИП РП
Самолет
ИП РП
Корабль
ИП РП
РЛС
ИП РП
ИП
ЛЭП
ИП РП
Система связи
Подвижный радиопередатчик
ИП
Радиоприемник
РП
ИП РП
Радиотелефонное устройство
Система телевизионного ЧМ вещания
ИП

Рис. 1.6. Некоторые источники и рецепторы МЭМП.

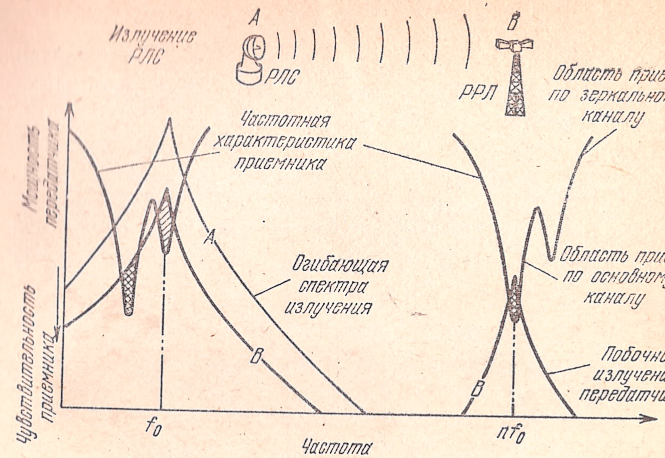


Рис. 1.7. МЭМП между РЛС и РРЛ:

А, В на кривых соответствуют месту расположения РЛС и РРЛ.

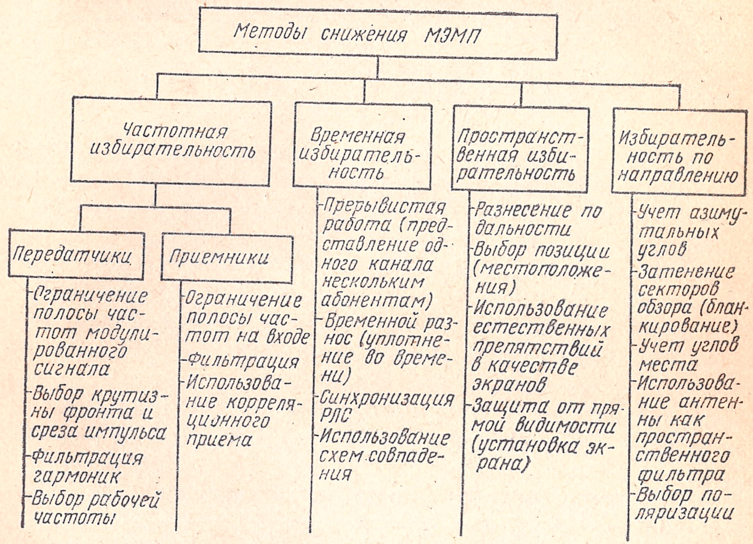

Методы снижения МЭМП
Частотная избирательность
Временная избирательность
Пространственная избирательность
Избирательность по направлению
Передатчики
Приемники
-Ограничение полосы частот модулированного сигнала
-Выбор крутизны фронта и среза импульса
-Фильтрация гармоник
-Выбор рабочей частоты
-Ограничение полосы частот на входе
-Фильтрация
-Использование корреляционного приема
-Прерывистая работа (представление одного канала нескольким абонентам)
-Временной разнос (уплотнение во времени)
-Синхронизация РЛС
-Использование схем совпадения
-Разнесение по дальности
-Выбор позиции (местоположения)
-Использование естественных препятствий в качестве экранов
-Защита от прямой видимости (установка экрана)
-Учет азимутальных углов
-Затенение секторов обзора (бланкирование)
-Учет углов места
-Использование антенны как пространственного фильтра
-Выбор поляризации

Рис 1.8. Основные пути снижения МЭМП.

1.2. ОСНОВЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЭМС

Многие годы единственным подходом к обеспечению ЭМС было фиксирование (обнаружение) мешающих излучений и соответствующее изменение или улучшение характеристик эксплуатируемых систем. Однако в связи с ростом числа РЭС стало очевидным, что такой подход неэкономичен, он связан, в первую очередь, со значительным ухудшением эффективности систем. Другой метод решения проблемы ЭМС заключается в строгом нормировании и стандартизации параметров аппаратуры и систем в процессе планирования и конструирования. Такие требования, с одной стороны, должны обеспечить совместимость РЭС, а с другой — должны быть практически достижимыми.

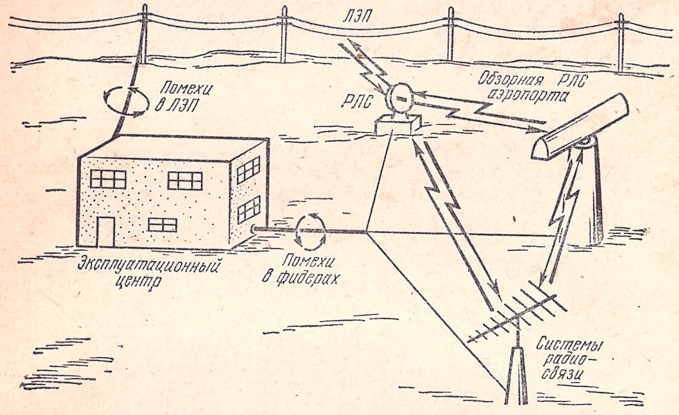


Рис. 1.9. Возможное размещение систем радиосвязи и РЛС.

Важность проблемы ЭМС можно проиллюстрировать с помощью рис. 1.9, на котором показано характерное расположение центра управления воздушным движением военного (или гражданского) аэропорта вблизи средств связи.

Приведем примеры прямого влияния ЭМП на РЭС:

— появление ложных целей на индикаторной системе РЛС;

— навигационные ошибки или ошибки посадочных систем в авиации;

— нарушение связи или искажения телефонных сообщений;

— ложные команды в ракетах, пиротехнических приборах, электровоспламенителях (ЭВ).

Примеры косвенного влияния ЭМП на РЭС:

— срабатывание систем противовоздушной обороны (ПВО) из-за ложной цели;

— столкновения, вызванные навигационными ошибками, или авиакатастрофы при посадке из-за ошибок определения высоты или наклонного скольжения;

— случайный запуск ракеты или детонация взрывателя из-за ложных команд.

Прямое и косвенное влияние ЭМП на характеристики РЭС, вероятно, будет постоянно увеличиваться в связи с ростом числа источников и рецепторов ЭМП.

Восприимчивость всех РЭС может делиться на две категории: восприимчивость в широкой полосе частот и частотно-избирательная восприимчивость.

Требования ЭМС необходимо учитывать на всех этапах (разработка, создание и эксплуатация) жизненного цикла РЭС. Для обеспечения ЭМС необходимо использовать сочетание:

— прогнозирование возможных источников помех;

— учет норм и стандартов на ЭМС на этапах разработки аппаратуры[5];

— применение методов и устройств снижения ЭМП при разработке и конструировании РЭС;

— измерения, обеспечивающие прогноз входных данных с гарантией соответствия стандартам и нормам ЭМП.

Между ступенями анализа ЭМС и фазами жизненного цикла системы существует тесная связь (рис. 1.10). При этом определяют выходные характеристики источников ЭМП и восприимчивость приемного оборудования.

На первом этапе жизненного цикла РЭС в исследовательской лаборатории в соответствии с техническим заданием разрабатываются основные принципы реализации РЭС, которые согласовываются с заказчиком. На втором этапе определяют основные характеристики РЭС: размеры, массу, вид модуляции, скорость передачи данных, ширину полосы частот, мощность передатчика, усиление антенны, чувствительность приемника, подавление внеполосных и побочных излучений[6] и т. д.

В течение первого этапа разработчик должен прогнозировать помехи, которые могут возникнуть: помехи между элементами внутри РЭС, между РЭС, эксплуатируемыми в непосредственной близости, помехи, обусловленные окружающей электромагнитной средой. При анализе, выполняемом на этом этапе, исходят из предполагаемых или типовых характеристик ЭМС отдельных элементов системы.

При разработке и конструировании уточняют предварительно установленный состав системы и окончательно определяют соединения отдельных узлов (блочность конструкции). Например, при разработке приемников необходимо рассчитать число усилительных и преобразовательных каскадов, установить усиление, избирательность и чувствительность этих каскадов. Особое внимание при разработке и конструировании системы следует обращать на ВЭМП.

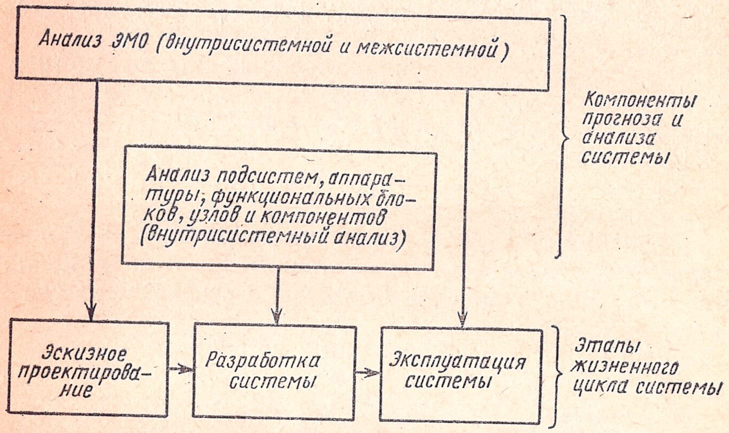

Анализ ЭМО (внутрисистемной и межсистемной)
Компоненты прогноза и анализа системы
Анализ подсистем, аппаратуры; функциональных блоков, узлов и компонентов (внутрисистемный анализ)
Эскизное проектирование
Разработка системы
Эксплуатация системы
Этапы жизненного цикла системы

Рис. 1. 10. Связь между жизненным циклом системы и ступенями анализа ЭМС.

При анализе ЭМС на этапе эксплуатации РЭС необходимо учитывать конкретное расположение РЭС, частотное присвоение, ограничение эффективно-излучаемой мощности и защиту антенн от приема излучений в отдельных направлениях.

Существуют несколько методов анализа ЭМС, которые выбирают для каждого конкретного случая в зависимости от типа и качества передаваемой информации, а также времени и стоимости проведения расчетов. Например, время, требуемое для прогнозирования ЭМС в случае наличия только одной пары передатчик—приемник, может составить от нескольких минут до одного дня, а стоимость — от 1 до 100 долл. Поэтому прогноз ЭМС нескольких передатчиков и приемников может стать серьезной проблемой.

Стоимость — один из наиболее важных факторов, которые необходимо учитывать при выборе конкретного метода прогноза ЭМП. Если ЭМП прогнозируют регулярно, то можно использовать типовые математические модели и методы анализа. В этом случае время в основном затрачивается на сбор сведений о действующих передатчиках, приемниках, антеннах, а также о возможных путях распространения ЭМП.

При частом прогнозировании ЭМС экономически целесообразно автоматизировать расчет[7]. Это можно делать на разных стадиях разработки РЭС: при проектировании, при разработке требований к РЭС, при подготовке экспериментов и оценке их результатов, при оценке работоспособности систем в конкретных условиях.

Анализ ЭМС включает:

— проверку влияния изменения рабочей частоты в различной аппаратуре комплекса на ЭМС;

— определение влияния излучения дополнительного передатчика на существующую аппаратуру комплекса;

— оценку уровня помех, возникающих в приемнике, при введении его в существующий комплекс;

— выбор места расположения передатчика или приемника с точки зрения минимального влияния помех;

— нахождение источника и причины возникновения помехи;

— определение метода и степени подавления данной помехи;

— получение информации об окружающей электромагнитной обстановке (ЭМО) для конкретного места расположения аппаратуры[8];

— получение информации о восприимчивости данного приемника или группы приемников[9];

— расчет потерь распространения на заданном участке;

— участие в выборе таких параметров системы, как мощность, усиление, чувствительность и избирательность;

— проверку соответствия данной аппаратуры установленным нормам;

— выбор наилучшего частотного диапазона для рассматриваемой системы;

— определение требований к частотно-территориальному разносу аппаратуры, находящейся в непосредственной близости;

— распределение частот для совместной эксплуатации аппаратуры;

— оценку эффективности системы в эксплуатации.

Наиболее важными этапами прогноза являются:

1) предварительный анализ на стадии эскизного проектирования для оценки возможности возникновения ЭМП и определения требований ЭМС к аппаратуре[10)];

2) анализ (основанный на статистической обработке данных) возможности возникновения ЭМП между узлами аппаратуры;

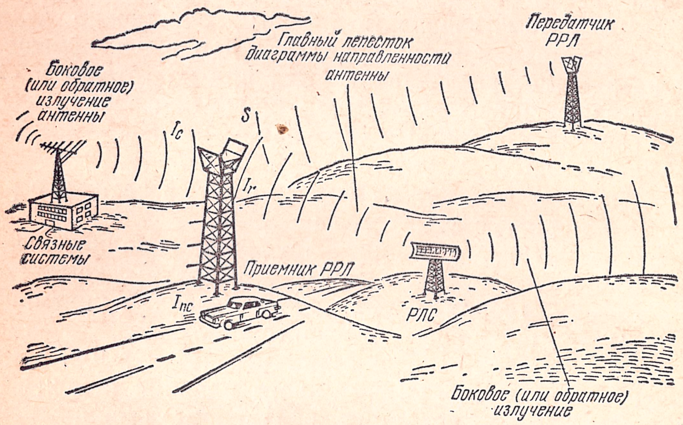

Боковое (или обратное) излучение антенны
Главный лепесток диаграммы направленности антенны
Передатчик РРЛ
S
I_c
I_r
Связные системы
Приемник РРЛ
I_{nc}
РЛС
Боковое (или обратное) излучение

Рис. 1.11. Иллюстрация межсистемных помех:
S — полезный сигнал; I_c — помехи от систем радиосвязи; I_r — помехи от РЛС; I_{nc} — помехи от систем автомобильного зажигания.

3) анализ, базирующийся на требованиях ограничительных документов (норм, стандартов);

4) прогноз характеристик системы или ее эксплуатационной эффективности (оценка влияния ЭМП на функционирование системы).

Чтобы определить, существует ли возможность возникновения ЭМП от передатчика в приемнике, необходимо рассмотреть восприимчивость приемника с учетом направленности как излучений потенциальных ИП (рис. 1.11), так и приема РП. При анализе учитывают мощность передатчика P_T, усиление передающей антенны в направлении приемника G_T, потери распространения между передатчиком и приемником L, усиление приемной антенны в направлении передатчика G_R, допустимый уровень помехи на входе приемника P_R.

Такие характеристики, как внеполосные излучения передатчиков, каналы побочного приема, боковые и задний лепестки диаграммы направленности антенн, возможные пути распространения часто оказываются неизвестными при расчетах, что затрудняет прогнозирование. Экспериментальное определение этих характеристик показывает, что они имеют большой разброс для однотипных РЭС, отличающихся только серийными номерами. Поэтому желательно определять такие характеристики статистическим методом. В таком случае результат прогноза будет носить вероятностный характер.

При оценке воздействия на приемник всех излучений передатчика можно предположить, что каждое излучение принадлежит только одному передатчику, и рассматривать помеховые ситуации, которые существуют между одним потенциально мешающим передатчиком и эталонным приемником. При наличии сигнала на выходе мешающего передатчика (излучение может быть основным и побочным) действующая мощность на входе приемника как функция частоты f, времени t, пространственного разноса d и поляризации p передающей и приемной антенн оценивается выражением

$$P_A(f, t, d, p) = P_T(f, t) + C_{TR}(f, t, d, p), \qquad (1.1)$$

где $P_T(f, t)$ — мощность передатчика, дБм; $C_{TR}(f, t, d, p)$ — функция, характеризующая потери распространения между передатчиком и приемником с учетом усиления приемной и передающей антенн (G_T и G_R), дБ.

Сравнивая действующую мощность на входе приемника $P_A(f, t, d, p)$ с допустимой мощностью $P_R(f, t)$, можно определить помеховую ситуацию для любой частоты на выходе передатчика, влияние которого рассматривается. Требование ЭМС заключается в том, чтобы

$$P_A(f, t, d, p) < P_R(f, t), \qquad (1.2)$$

и, наоборот, если

$$P_A(f, t, d, p) \geqslant P_R(f, t), \qquad (1.3)$$

условие ЭМС не соблюдается. Величина P_R, как правило, определяется уровнем собственного шума приемника, пересчитанным к его входу, и уровнем принимаемого сигнала. Далее (в гл. 2) будет более детально обсуждена зависимость $P_R(f, t)$ от условий работы рассматриваемых РЭС.

Пример 1.1. Предположим, что РЛС, излучающая в импульсе мощность 2 МВт на частоте 1,3 ГГц, одновременно излучает третью гармонику, ослабленную на 50 дБ ($P_{Ti}{}^{*)} = 20$ Вт, т. е. 43 дБм). Станция РРЛ расположена на расстоянии прямой видимости

---

*) Индекс i используется для обозначения помех.

$R = 9{,}6$ км; усиление передающей и приемной антенн в направлении друг на друга на частоте помехи 3,9 ГГц составляет $G_{Ti} = 20$ дБ и $G_{Ri} = -15$ дБ соответственно. Допустимый уровень помехи на входе приемника РРЛ в полосе 3 МГц равен его порогу чувствительности $P_R = -95$ дБм. Тогда

$$C_{TRi} = G_{Ti} - L_i + G_{Ri},$$

где $L_i = 20 \lg (4\pi R/\lambda) = 125$ дБ.

В этом случае $C_{TRi} = (20 - 125 - 15)$ дБ $= -120$ дБ. Из (1.1) следует, что

$$P_A = P_{Ti} + C_{TRi} = +43 \text{ дБм} - 120 \text{ дБ} = -77 \text{ дБм}^{*)}.$$

Так как $P_R = -95$ дБм, то $P_{Ai} - P_R = 18$ дБ — превышение над порогом приемника РРЛ. Таким образом, в приемнике РРЛ возможно появление ЭМП.

Пример 1.2. Учтем влияние передатчика РРЛ, расположенного в пределах прямой видимости на расстоянии 51 км от приемника. В этом случае P_{Ts} **) $= 1$ Вт ($+30$ дБм), $G_{Ts} = G_{Rs} = 40$ дБ (рупорная антенна), а $P_R = -95$ дБм, как и прежде. Подставляя эти данные, получаем

$$G_{TRs} = G_{Ts} - L_s + G_{Rs} = (40 - 139 + 40) \text{ дБ} = -59 \text{ дБ}.$$

Из (1.1) следует, что

$$P_{As} = P_{Ts} + C_{TRs} = (+30 - 59) \text{ дБм} = -29 \text{ дБм}$$

или $P_{As} - P_R = 66$ дБ — превышение над уровнем собственного шума приемника.

Таким образом, полезный сигнал радиорелейной линии на 66 дБ превышает пороговый уровень приемника в то время как мешающий сигнал третьей гармоники РЛС (пример 1.1) превышает этот уровень на 18 дБ, т. е. отношение сигнал/помеха составит примерно 48 дБ***). Влияние ЭМП не будет сказываться на работе приемного устройства при наличии в нем системы АРУ.

Для расчета ЭМП нужна определенная исходная информация о каждом источнике излучения и аппаратуре (рис. 1.12). Сюда относится номенклатура аппаратуры, ее географическое расположение и используемые (или закрепленные) частоты, выходная мощность передатчика, класс излучения, чувствительность приемника, ширина полосы пропускания, промежуточная частота и частота гетеродина, используемые противопомеховые мероприятия, усиление антенны, поляризация, высота, ориентация и ширина ДН. Желательно (но не всегда необходимо) иметь данные о подстилающей поверхности, информацию о помеховых характе-

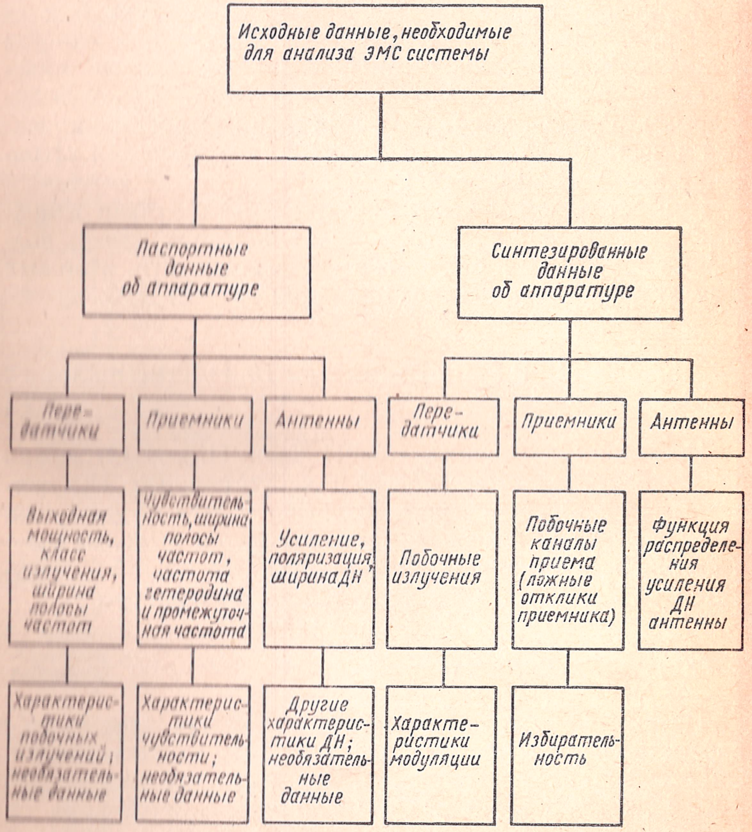

Исходные данные, необходимые для анализа ЭМС системы
Паспортные данные об аппаратуре
Синтезированные данные об аппаратуре
Передатчики
Приемники
Антенны
Передатчики
Приемники
Антенны
Выходная мощность, класс излучения, ширина полосы частот
Чувствительность, ширина полосы частот, частота гетеродина и промежуточная частота
Усиление, поляризация, ширина ДН
Побочные излучения
Побочные каналы приема (ложные отклики приемника)
Функция распределения усиления ДН антенны
Характеристики побочных излучений; необязательные данные
Характеристики чувствительности; необязательные данные
Другие характеристики ДН; необязательные данные
Характеристики модуляции
Избирательность

Рис. 1. 12. Исходные данные для анализа ЭМС системы.

ристиках аппаратуры, к которым можно отнести внеполосные и побочные излучения передатчиков, восприимчивость приемника по каналам побочного приема (КПП), интермодуляцию, характеристики приема по соседнему каналу, характеристики усиления антенны для задних и боковых лепестков ДН с учетом поляризации.

---

*) Некорректная запись соотношений, содержащих величины, выраженные в децибелах, в оригинале встречается весьма часто. В данном случае действие эквивалентно умножению размерной величины (выраженной в милливаттах) на безразмерную: $P_{Ai} = P_{Ti} C_{TRi} = (2 \cdot 10^4 \text{ мВт}) \cdot 10^{-12} = 2 \cdot 10^{-8}$ мВт (т. е. -77 дБм). (*Прим. ред.*)

**) Индекс «s» принят для обозначения полезного сигнала.

***) Следует учитывать, что возможны замирания полезного сигнала. Например, при замираниях в 30 дБ отношение S/I может быть равно 18 дБ.

Часто бывает трудно получить всю необходимую информацию. В этом случае недостающие данные следует синтезировать, например во многих случаях использовать известные характеристики аппаратуры аналогичного назначения.

При прогнозе ЭМП могут быть получены различные данные. Например, при ориентировочной оценке определяют лишь потенциально мешающую аппаратуру в виде пары рецептор—источник, частотный диапазон, в котором возможно возникновение ЭМП, запас по уровню помех в каждом рассматриваемом диапазоне частот. Другими выходными данными могут быть необходимый пространственный и частотный разносы, которые потребуются для устранения потенциальных ЭМП.

При детальном прогнозировании ЭМП получают дополнительные сведения: статистическое описание помех, подробные временные и статистические зависимости, итоговый результат комбинированного влияния группы РЭС.

1.3. ИСТОЧНИКИ И РЕЦЕПТОРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

Источники и рецепторы ЭМП (рис. 1.13, 1.14) можно подразделить на естественные и искусственные. Искусственные ИП, в свою очередь, подразделяются на неслучайные и случайные. К первой группе относятся основные излучения радиоэлектронной аппаратуры, а ко второй — излучения на неосновных частотах той же аппаратуры[11].

РЕГИСТРАЦИЯ ДАННЫХ

Прежде чем обсуждать взаимосвязь между какими-либо параметрами, следует рассмотреть метод их регистрации. Это особенно важно, когда физическое явление описывается множеством переменных. Так, например, спектральная характеристика излучения представляет собой зависимость уровня излучения от частоты для одного или группы источников электромагнитного излучения. Поле излучения обычно измеряется либо в единицах напряженности (В/м, мкВ/м, дБмкВ/м и т. д.), либо в единицах плотности мощности (Вт/м^2, дБВт/м^2, дБВт/см^2, дБм/см^2 и т. д.). Перейти от одних единиц измерения к другим можно с помощью табл. 1.2 (составленной с учетом сопротивления свободного пространства 377 Ом).

Нередко для характеристик загрузки спектра частот используют величину, измеряемую в дБм/(м^2 · кГц)*). Чтобы преобразовать эту величину в уровень принимаемого сигнала (дБм), необходимо знать эффективную площадь антенны (м^2) и ширину полосы пропускания приемника (кГц).

Примером спектральной характеристики может служить характеристика, приведенная на рис. 1.15. Заметим, что аппроксимировать эту характеристику можно выражением $40-40\lg f$ [МГц] (дБмкВ/(м · кГц)).

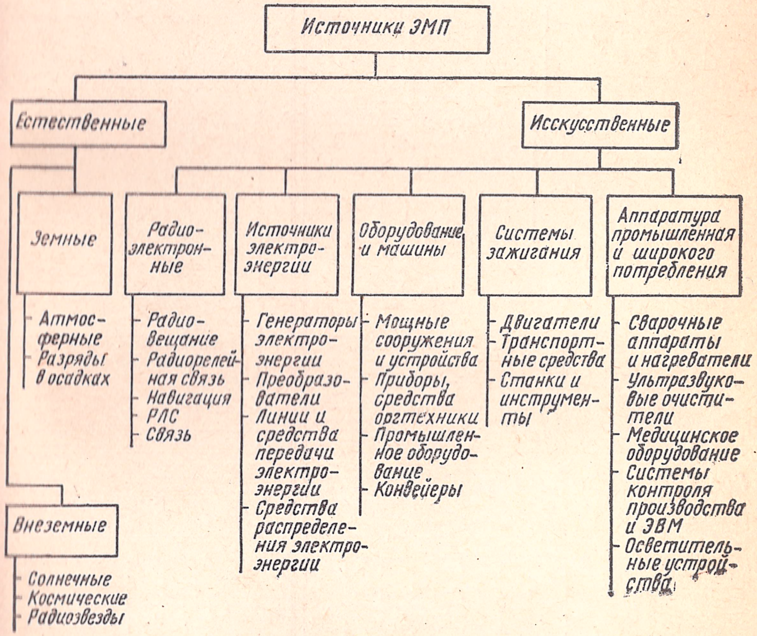

Источники ЭМП
Естественные
Искусственные
Земные
Радиоэлектронные
Источники электроэнергии
Оборудование и машины
Системы зажигания
Аппаратура промышленная и широкого потребления
Атмосферные
Разряды в осадках
Радиовещание
Радиорелейная связь
Навигация
РЛС
Связь
Генераторы электроэнергии
Преобразователи
Линии и средства передачи электроэнергии
Средства распределения электроэнергии
Мощные сооружения и устройства
Приборы, средства оргтехники
Промышленное оборудование
Конвейеры
Двигатели
Транспортные средства
Станки и инструменты
Сварочные аппараты и нагреватели
Ультразвуковые очистители
Медицинское оборудование
Системы контроля производства и ЭВМ
Осветительные устройства
Внеземные
Солнечные
Космические
Радиозвезды

Рис. 1.13. Источники помех.

Излучение может характеризоваться распределением вероятностей превышения установленного уровня. В этом случае определяется доля общего времени наблюдения (или общего числа наблюдений), при которой превысился установленный уровень.

---

*) Подобные единицы в оригинале во всех случаях записаны как дБм/м^2/кГц, дБм/м^2/октава и т. п. (*Прим. ред.*)

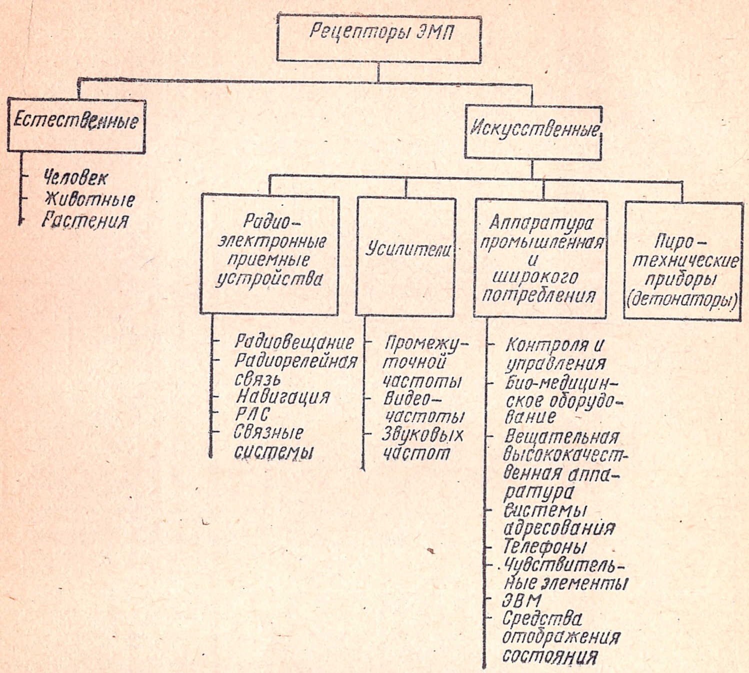

Рецепторы ЭМП
Естественные
Человек
Животные
Растения
Искусственные
Радио-электронные приемные устройства
Радиовещание
Радиорелейная связь
Навигация
РЛС
Связные системы
Усилители
Промежуточной частоты
Видео-частоты
Звуковых частот
Аппаратура промышленная и широкого потребления
Контроля и управления
Био-медицинское оборудование
Вещательная высококачественная аппаратура
Системы адресования
Телефоны
Чувствительные элементы ЭВМ
Средства отображения состояния
Пиро-технические приборы (детонаторы)

Рис. 1.14. Рецепторы помех.

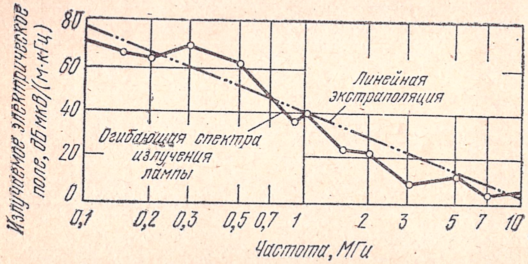


Рис. 1.15. Усредненный спектр излучения флюоресцентной лампы с холодным катодом длиной 2,4 м (для освещения промышленных предприятий).

На рис.1.16 показан пример такого распределения, полученный на основании измерений излучения 100 однотипных флюоресцентных ламп на частоте 1 МГц. Более полно излучение характеризуется зависимостью доли превышения установленного уровня от частоты. Построить такие зависимости (для различных значений уровней) можно только на основе статистической обработки значительного числа экспериментальных данных (рис. 1.17).

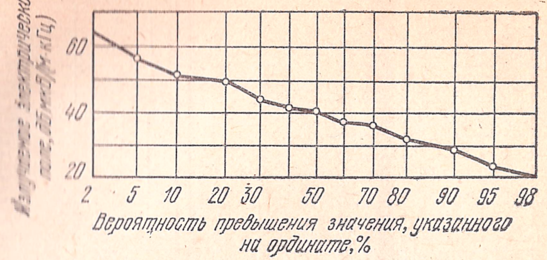


Рис. 1.16. Распределение вероятностей превышения уровня излучения флюоресцентной лампы с холодным катодом на частоте 1 МГц.

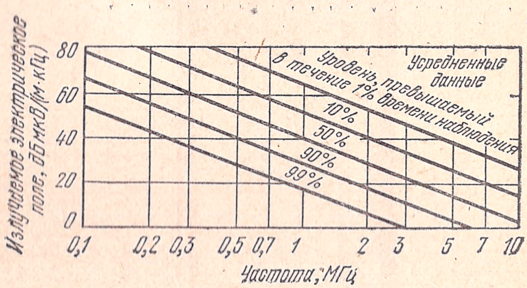


Рис. 1.17. Семейство частотных характеристик вероятности превышения указанного на ординате уровня.

ЕСТЕСТВЕННЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭМП

Из-за различных физических свойств естественные (природные) источники ЭМП делятся на земные (в том числе в ее атмосфере) и внеземные источники (вне Земли и ее атмосферы).

Земные источники

Атмосферные помехи (АЭМП). В диапазоне частот ниже 30 МГц преобладают АЭМП, вызванные электрическими разрядами во время гроз. Спектр излучения этих разрядов

Таблица 1.2

В/м	дБмкВ/м	Вт/м^2	дБВт/м^2	Вт/см^2	дБВт/см^2	мВт/см^2	дБм/см^2
10 000	200	265 000	+54	27	+14	26 500	+44
7000	197	130 000	+51	13	+11	13 000	+41
5000	194	66 300	+48	6,6	+8	6630	+38
3000	190	23 900	+44	2,4	+4	2390	+34
2000	186	10 600	+40	1,1	0	1060	+30
1000	180	2650	+34	0,27	−6	265	+24
700	177	1300	+31	0,13	−9	130	+21
500	174	663	+28	0,066	−12	66	+18
300	170	239	+24	0,024	−16	24	+14
200	166	106	+20	0,011	−20	11	+10
100	160	27	+14	$27\cdot10^{-4}$	−26	2,7	+4
70	157	13	+11	$13\cdot10^{-4}$	−29	1,3	+1
50	154	6,6	+8	$6,6\cdot10^{-4}$	−32	0,66	−2
30	150	2,4	+4	$2,4\cdot10^{-4}$	−36	0,24	−6
20	146	1,1	0	$1,1\cdot10^{-4}$	−40	0,11	−10
10	140	0,27	−6	$27\cdot10^{-5}$	−46	0,027	−16
7	137	0,13	−9	$13\cdot10^{-6}$	−49	0,013	−19
5	134	0,066	−12	$6,6\cdot10^{-6}$	−52	$66\cdot10^{-4}$	−22
3	130	0,024	−16	$2,4\cdot10^{-6}$	−56	$24\cdot10^{-4}$	−26
2	126	0,011	−20	$1,1\cdot10^{-6}$	−60	$11\cdot10^{-4}$	−30
1	120	$27\cdot10^{-4}$	−26	$27\cdot10^{-8}$	−66	$2,7\cdot10^{-4}$	−36
0,7	117	$13\cdot10^{-4}$	−29	$13\cdot10^{-8}$	−69	$1,3\cdot10^{-4}$	−39
0,5	114	$6,6\cdot10^{-4}$	−32	$6,6\cdot10^{-8}$	−72	$66\cdot10^{-4}$	−42
0,3	110	$2,4\cdot10^{-4}$	−36	$2,4\cdot10^{-8}$	−76	$24\cdot10^{-6}$	−46
0,2	106	$1,1\cdot10^{-4}$	−40	$1,1\cdot10^{-8}$	−80	$11\cdot10^{-6}$	−50
0,1	100	$27\cdot10^{-6}$	−46	$27\cdot10^{-10}$	−86	$2,7\cdot10^{-6}$	−56
$70\cdot10^{-3}$	97	$13\cdot10^{-6}$	−49	$13\cdot10^{-10}$	−89	$1,3\cdot10^{-6}$	−59
$50\cdot10^{-3}$	94	$6,6\cdot10^{-6}$	−52	$6,6\cdot10^{-10}$	−92	$66\cdot10^{-8}$	−62
$30\cdot10^{-3}$	90	$2,4\cdot10^{-6}$	−56	$2,4\cdot10^{-10}$	−96	$24\cdot10^{-8}$	−66
$20\cdot10^{-3}$	86	$1,1\cdot10^{-6}$	−60	$1,1\cdot10^{-10}$	−100	$11\cdot10^{-8}$	−70
$10\cdot10^{-3}$	80	$27\cdot10^{-8}$	−66	$27\cdot10^{-12}$	−106	$2,7\cdot10^{-8}$	−76
$7\cdot10^{-3}$	77	$13\cdot10^{-8}$	−69	$13\cdot10^{-12}$	−109	$1,3\cdot10^{-8}$	−79
$5\cdot10^{-3}$	74	$6,6\cdot10^{-8}$	−72	$6,6\cdot10^{-12}$	−112	$66\cdot10^{-10}$	−82
$3\cdot10^{-3}$	70	$2,4\cdot10^{-8}$	−76	$2,4\cdot10^{-12}$	−116	$24\cdot10^{-10}$	−86
$2\cdot10^{-3}$	66	$1,1\cdot10^{-8}$	−80	$1,1\cdot10^{-12}$	−120	$11\cdot10^{-10}$	−90
$1\cdot10^{-3}$	60	$27\cdot10^{-10}$	−86	$27\cdot10^{-14}$	−126	$2,7\cdot10^{-10}$	−96
$700\cdot10^{-6}$	57	$13\cdot10^{-10}$	−89	$13\cdot10^{-14}$	−129	$1,3\cdot10^{-10}$	−99
$500\cdot10^{-6}$	54	$6,6\cdot10^{-10}$	−92	$6,6\cdot10^{-14}$	−132	$66\cdot10^{-12}$	−102
$300\cdot10^{-6}$	50	$2,4\cdot10^{-10}$	−96	$2,4\cdot10^{-14}$	−136	$24\cdot10^{-12}$	−106
$200\cdot10^{-6}$	46	$1,1\cdot10^{-10}$	−100	$1,1\cdot10^{-14}$	−140	$11\cdot10^{-12}$	−110
$100\cdot10^{-6}$	40	$27\cdot10^{-12}$	−106	$27\cdot10^{-16}$	−146	$2,7\cdot10^{-12}$	−116
$70\cdot10^{-6}$	37	$13\cdot10^{-12}$	−109	$13\cdot10^{-16}$	−149	$1,3\cdot10^{-12}$	−119
$50\cdot10^{-6}$	34	$6,6\cdot10^{-12}$	−112	$6,6\cdot10^{-16}$	−152	$66\cdot10^{-14}$	−122
$30\cdot10^{-6}$	30	$2,4\cdot10^{-12}$	−116	$2,4\cdot10^{-16}$	−156	$24\cdot10^{-14}$	−126
$20\cdot10^{-6}$	26	$1,1\cdot10^{-12}$	−120	$1,1\cdot10^{-16}$	−160	$11\cdot10^{-14}$	−130
$10\cdot10^{-6}$	20	$27\cdot10^{-14}$	−126	$27\cdot10^{-18}$	−166	$2,7\cdot10^{-14}$	−136
$7\cdot10^{-6}$	17	$13\cdot10^{-14}$	−129	$13\cdot10^{-18}$	−169	$1,3\cdot10^{-14}$	−139
$5\cdot10^{-6}$	14	$6,6\cdot10^{-14}$	−132	$6,6\cdot10^{-18}$	−172	$66\cdot10^{-16}$	−142
$3\cdot10^{-6}$	10	$2,4\cdot10^{-14}$	−136	$2,4\cdot10^{-18}$	−176	$24\cdot10^{-16}$	−146
$2\cdot10^{-6}$	6	$1,1\cdot10^{-14}$	−140	$1,1\cdot10^{-18}$	−180	$11\cdot10^{-16}$	−150
$1\cdot10^{-6}$	0	$27\cdot10^{-16}$	−146	$27\cdot10^{-20}$	−186	$2,7\cdot10^{-16}$	−156

очень широкий, но максимальных значений достигают составляющие в диапазоне от 2 до 30 кГц. Для частот, расположенных ниже ионосферной «частоты среза», основными источниками АЭМП в районах с умеренным климатом являются летние грозы, а в тропических районах — зимние штормы, при этом АЭМП распространяются на расстояние несколько тысяч километров. Для частот, превышающих ионосферную «частоту среза», преобладающими источниками АЭМП являются местные грозы. Мощность АЭМП зависит от географического района (рис. 1.18).

В диапазоне от 0,3 до 30 МГц АЭМП не всегда являются преобладающими. Шум неба (галактический шум) часто преобладает над АЭМП в районах умеренного и тропического климата, но он может преобладать и в полярных областях. В приполярных областях АЭМП превышают галактические только с 20 ч до 4 ч.

Суточный цикл изменения максимальных значений АЭМП для двух частот и двух времен года, полученный в Канадской обсерватории, показан на рис. 1.19.

Типовая функция распределения максимальных значений АЭМП приведена на рис. 1.20. Для сравнения на этом же рисунке дана такая же функция для индустриальных ЭМП.

Статические разряды в осадках. Из-за накопления электрических зарядов в осадках и последующих коронных разрядов, диэлектрических пробоев на элементах антенны, заземления или вблизи антенны возникают ЭМП. Частотный спектр, интенсивность и число статических разрядов зависят от элементов конструкции антенны и условий работы данного РЭС. Наиболее часто этим помехам подвержены авиационные приемные системы. Для борьбы с ЭМП, вызванными осадками, применяют разрядники, петлевые антенны вместо линейных и материалы с большой электрической прочностью.

Пример 1.3.*). Электрическая длина автомобильной радиовещательной штыревой антенны (длиной 1 м) равна 0,5 м. Потери из-за неэффективности такой антенны (потери преобразования) составляют 30 дБ. Пороговая чувствительность приемника на частоте 1 МГц при полосе пропускания 10 кГц равна —122 дБм.

Напряженность поля радиовещательного сигнала у поверхности Земли $S_B = 60$ дБмкВ/м. Определить, будет ли мешать приему этого сигнала АЭМП с градацией 100 (см. рис. 1.18).

---

*) Пример 1.3 редактором переработан. (*Прим. ред.*)

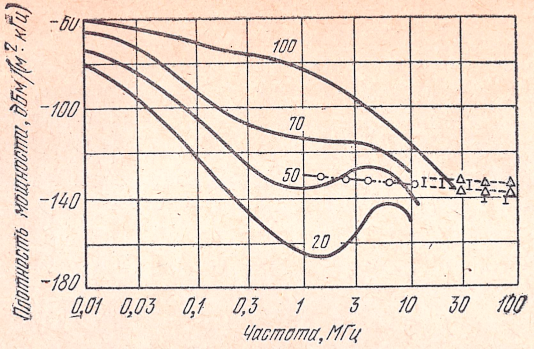


Рис. 1.18. Спектральное распределение атмосферных помех:

— — — шум неба (горизонтальная поляризация); О — северное полушарие Земли; Δ — южное полушарие Земли; ——— атмосферные помехи, зима, 0—4 ч, вертикальная поляризация. Цифры на кривых обозначают шумовые градации.

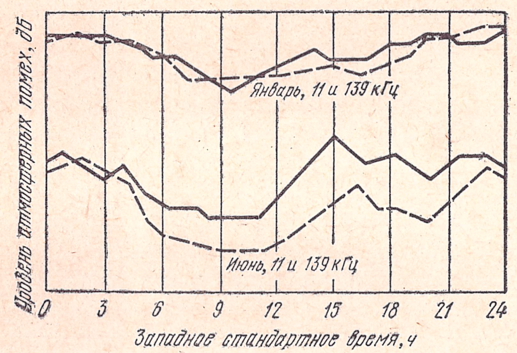


Рис. 1.19. Сезонные и суточные изменения атмосферных помех.

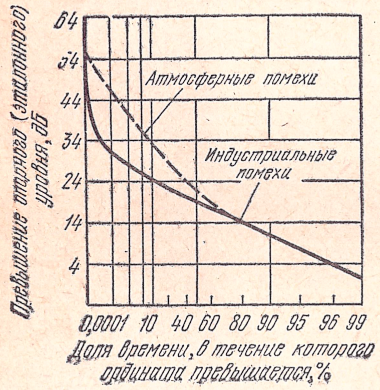


Рис. 1.20. Распределение вероятностей превышения максимальных значений атмосферных и индустриальных помех.

Заданная чувствительность по мощности $N_P = -122$ дБм с учетом входного сопротивления приемника $R_{вх} = 50$ Ом эквивалентна чувствительности по напряжению $N_U = -15$ дБмкВ (так как 0 дБмкВ на $R_{вх} = 50$ Ом соответствует -107 дБм).

Напряженность поля радиовещательного сигнала пересчитаем в напряжение входного сигнала приемника U_R, учтя его антенный фактор AF*⁾:

$U_R = S_B - AF = 60$ дБмкВ/м $-$ $(6 + 30)$ дБ (1/м) $= 24$ дБмкВ.

Таким образом, без учета влияния АЭМП $S/N = 24$ дБмкВ— — $(-15$ дБмкВ$) = 39$ дБ.

Для градации 100 АЭМП на частоте 1 МГц в полосе 10 кГц плотность потока мощности составляет -73 дБм/м² (см. рис. 1.18). Так как 0 дБмкВ/м соответствует -146 дБВт/м² (см. табл. 1.2) или -116 дБм/м², то плотность потока мощности АЭМП можно пересчитать в напряженность поля аналогичным образом. Результат пересчета даст величину 43 дБмкВ/м.

С учетом величины $AF = 36$ дБ (1/м) уровень АЭМП на входе приемника 43 дБмкВ/м $-$ 36 дБм$^{-1}$ $= 7$ дБмкВ.

Отсюда следует, что $I/N = 7$ дБмкВ $-$ $(-15$ дБмкВ$) = 22$ дБ, а уровень АЭМП на 17 дБ ниже уровня радиовещательного сигнала (24 дБмкВ $-$ 7 дБмкВ $=$ 17 дБ).

Внеземные источники

Шум неба для частот выше 1 МГц (см. рис. 1.18) обусловлен комбинированным излучением Галактики с дискретным и сплошным спектром. Концентрация излучения может быть заметной. Шум со сплошным спектром имеет два механизма возникновения. Один из них вызван излучением ионизированного водорода, спектр которого соответствует спектру излучения абсолютно черного тела, а второй — излучением электронов (линейно-поляризованное поле). На частотах выше 300 кГц шум Галактики значителен в обоих полушариях Земли. Степень влияния галактического шума на качество радиоприема определяется расположением главного лепестка ДН антенны (ДНА) относительно галактического экватора.

---

*⁾ AF — параметр, часто употребляемый в США, характеризует потери сигнала в антенне приемника и приводится, как правило, в паспорте на измерительную антенну. Используется для пересчета напряженности поля в напряжение, развиваемое на выходе антенны. По определению, $AF = E/U$, где E — измеряемая напряженность поля, В/м; U — выходное напряжение антенны, В. Параметр AF можно определять как $AF = 1/h\mathscr{A}$, где h — действующая высота антенны, м; $\mathscr{A} = U_L/U_0$ — эффективность преобразования антенны; U_L — напряжение на выходе антенны; U_0 — напряжение, наведенное в антенне.

В американской литературе AF обычно выражается в децибелах или децибелах на метр. Корректной записью размерности AF можно считать дБм$^{-1}$. (*Прим. ред.*)

ЭМП Солнца. В период высокой активности солнце излучает до 12 раз в день импульсы энергии большой интенсивности в околосолнечное пространство. Эти вспышки сопровождаются резким увеличением ЭМП, спектральные составляющие, длительность и поляризация которых изменяются. Имеется пять основных типов вспышек. Для примера плотность мощности вспышек типа IV показана на рис. 1.21. Излучение ЭМП во время вспышек типа IV не является максимальным, но оно стабильно, имеет большую интенсивность, занимает широкую полосу частот и может продолжаться сутками. Из рис. 1.21 следует, что мощность солнечных вспышек типа IV больше, чем у других естественных радиоисточников на частотах выше 20 МГц.

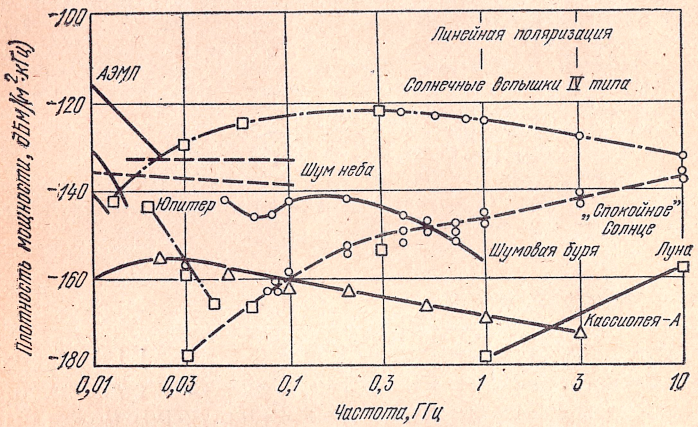


Рис. 1.21. ЭМП звезд, Солнца и планет:
△, ○, □ — данные разных исследователей.

При «спокойном» Солнце солнечная радиация минимальна. Период повторения минимальной солнечной активности составляет 11 лет. Бури на Солнце создают кратковременные узкополосные импульсы ЭМП средней интенсивности. На частотах ниже 3 ГГц ЭМП солнечных бурь и «спокойного» Солнца не превышают уровни шума Галактики. Любой из источников ЭМП, однако, следует учитывать при определении характеристик приемника даже для периодов низкой солнечной активности или для случаев, когда луч приемной антенны направлен в сторону от галактического экватора.

Вторичный космический шум. Луна, Юпитер и Кассиопея-А представляют собой дополнительные источники космических помех в диапазонах ОВЧ, УВЧ, СВЧ. В диапазоне СВЧ Луна излучает как абсолютно черное тело, температура которого изменяется с лунным циклом от 100 до 300 К. Интенсивность излучения Луны как источника помех превышает только интенсивность излучения Кассиопеи-А на частотах выше 2 ГГц.

Кассиопея-А (сверхновая звезда), наиболее интенсивный источник помех вне солнечной системы, излучает нетепловой линейно-поляризованный спектр частот, интенсивность которого в диапазоне ОВЧ и ниже больше, чем у излучения «спокойного» Солнца.

Излучения Юпитера в диапазонах ВЧ и ОВЧ являются нетепловыми линейно-поляризованными. На частотах ниже частоты среза ионосферы Земли эти помехи не достигают поверхности Земли. Однако в интервале частот от 20 до 40 МГц (при условии, что главный лепесток ДН приемной антенны направлен на планету и что имеется циклический максимум излучаемых помех) излучение Юпитера превышается только помехами Солнца и шумом Галактики.

Существуют и другие источники естественных помех, включающие тепловое галактическое излучение (3 К), излучение водорода из ионизированных облаков, линейные излучения нейтрального водорода, излучения радикала ОН и недавно открытого излучения аммония. Земной поверхности достигают помехи очень низкой интенсивности, обусловленные вспышками звезд и излучениями радиогалактик.

Пример 1.4. Приемник, работающий на частоте 40 МГц, характеризуется отношением сигнал/шум около 0 дБ. При полосе пропускания 25 кГц чувствительность приемника составляет —120 дБ м. Эффективная поверхность антенны равна 6,7 м². В течение нескольких лет высокой солнечной активности было замечено, что в определенные дни прием совершенно невозможен. Попытаемся определить, могут ли солнечные вспышки типа IV быть причиной нарушения связи.

Из рис. 1.21 следует, что на входе антенны приемника плотность мощности ЭМП от солнечной вспышки равна —127 дБм/(м²·кГц) в полосе 25 кГц или —113 дБм/м². С учетом эффективной поверхности антенны (6,7 м², что составляет 8 дБ относительно 1 м²) уровень ЭМП на входе приемника составит —105 дБм.

Таким образом, можно заключить, что солнечные вспышки типа IV создадут ЭМП, уровень которых превысит уровень собственного шума приемника (порог чувствительности) на 15 дБ.

ИСКУССТВЕННЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭМП

К искусственным источникам относятся приборы, аппаратура и машины. Они могут находиться как вне Земли (ИСЗ, космические корабли и т.д.), так и на ее поверхности. Внеземные источники составляют незначительную часть от общего числа искусственных источников ЭМП. Однако в обозримом будущем число таких источников будет, вероятно, быстро увеличиваться.

Искусственные ЭМП могут быть когерентными (сигналы передатчиков РЛС, внеполосное излучение навигационных передатчиков и др.) и некогерентными (случайные сигналы).

Системы связи и вещания как источники ЭМП

Спектры вещательных сигналов могут быть различными (рис. 1.22, 1.23).

На рис. 1.24 представлен спектр передатчика диапазона ОВЧ.

Радиорелейные источники ЭМП могут быть четырех типов:

- — наземные СВЧ РРЛ общего назначения (2,1—11,7 ГГц);
- — спутниковые линии связи (2,4—16 ГГц);
- — линии ионосферного рассеяния (400—500 МГц);
- — линии тропосферного рассеяния (1,8—5,6 ГГц).

Форма спектра передатчика РРЛ мощностью 1 Вт, используемого фирмой «Белл систем», показана на рис. 1.25.

Навигационные системы как источники ЭМП (**кроме** РЛС). К ним относятся:

- — всенаправленные маяки (108—118 МГц);
- — тактическая авиационная навигационная аппаратура:
- — маркерные маяки (74,6—75,4 МГц);
- — посадочные маяки (108—118 МГц);
- — системы слепой посадки самолетов (328,6—355,4 МГц);
- — высотомеры (4,2—4,4 ГГц);
- — пеленгаторы (405—415 кГц);

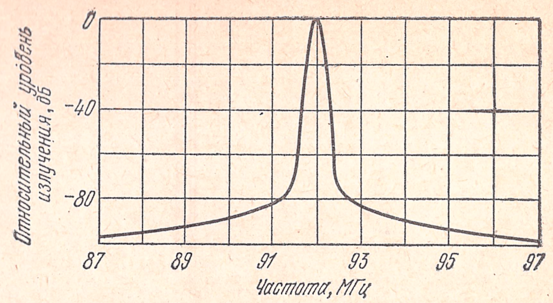


Рис. 1.22. Спектр излучения при ЧМ-вещании (полоса пропускания измерительного приемника намного меньше полосы излучения).

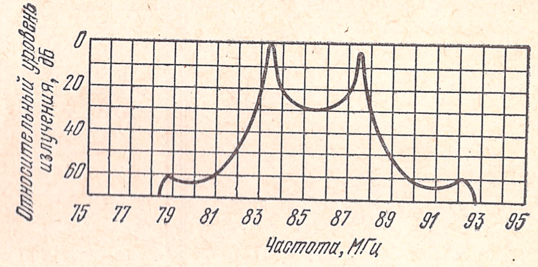


Рис. 1.23. Спектр излучения при ТВ вещании на ОВЧ (канал 6).

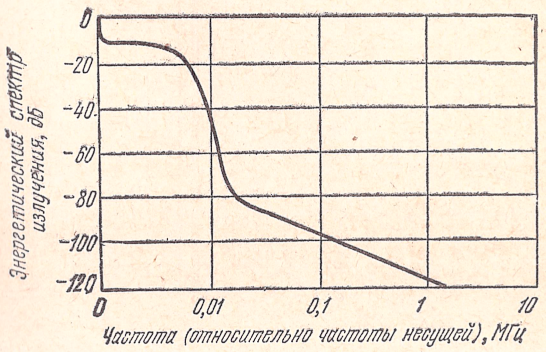


Рис. 1.24. Спектр излучения ОВЧ передатчика подвижной наземной службы.

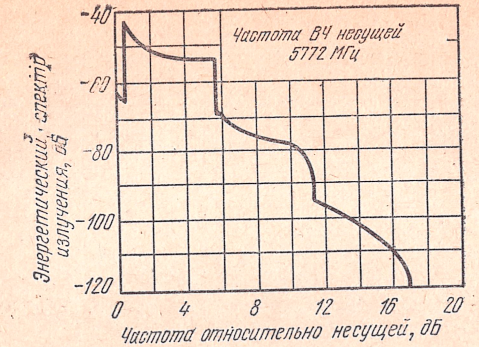


Рис. 1.25. Спектр излучения РРЛ G-диапазона.

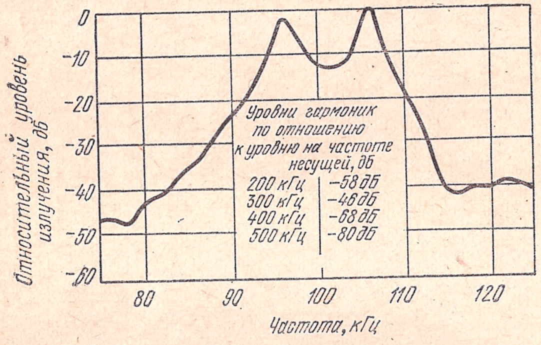


Рис. 1.26. Спектр излучения передатчика ЛОРАН С (частота несущей 100 кГц).

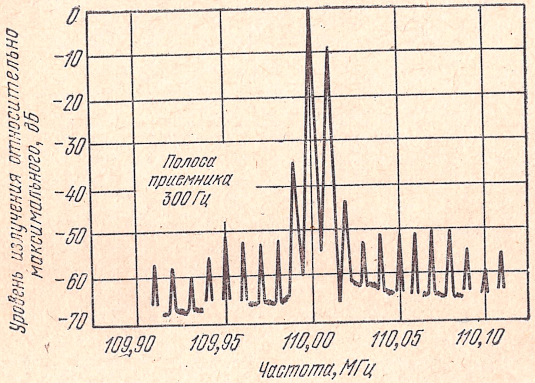


Рис. 1.27. Спектр излучения доплеровской системы всенаправленного маяка.

— система Лоран С (90—110 кГц);
— система Лоран А (1,8—2,0 МГц);
— морские службы (285—325 кГц; 2,9—3,1 ГГц; 5,47—5,65 ГГц);
— наземные службы (1638—1708 кГц).

Некоторые типичные энергетические спектры таких систем показаны на рис. 1.26, 1.27. Как видно из рис. 1.26, 99% мощности передатчика Лоран С излучается в полосе 20 кГц.

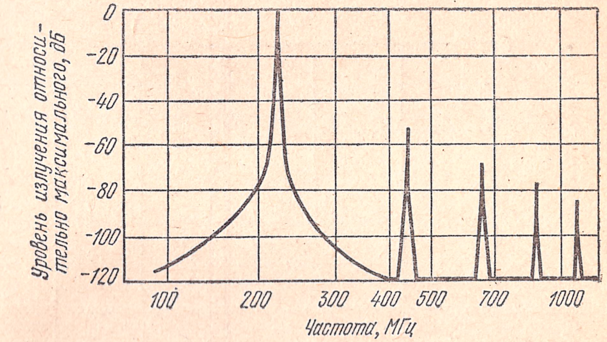


Рис. 1.28. Спектр излучения РЛС дальнего обнаружения Р-диапазона.

Радиолокационные системы как источники ЭМП. К ним относятся системы, излучающие импульсы большой мощности (свыше 5 кВт) и из-за малой длительности занимающие сравнительно широкую полосу частот. РЛС используют часть спектра от 225 МГц до 35 ГГц. Типичные спектры РЛС службы контроля воздушного движения показаны на рис. 1.28 и 1.29.

Приведем некоторые статистические данные о расположении различных РЭС, полезные для прогноза ЭМП (рассмотрено относительно небольшое число РЭС, излучающих мощность более 100 Вт).

Системы вещания. К 1972 г. в США насчитывалось около 18 тыс. радиовещательных и телевизионных станций. Мощности их излучений лежат в пределах от 500 Вт (АМ вещание) до 5 МВт (ОВЧ вещание). В среднем на 10 км^2 пригородно-городской зоны приходится по одной станции. Это соответствует излучаемой плотности мощности около 156 Вт/(октава · км^2).

Подвижные наземные службы. К 1972 г. насчитывалось свыше 4 млн. передатчиков подвижных наземных служб, работающих в диапазонах 30—50 МГц, 150—160 МГц и 450—460 МГц. Средняя выходная мощность около 100 Вт[12]).

Принимая во внимание, что 50% населения США проживает на 2% общей площади (равной 9 260 000 км²), в среднем на 2,56 км² пригородно-городской зоны приходится до 50 таких передатчиков. Это соответствует плотности мощности 2540 Вт/(октава · км²) при условии их одновременной работы. Если предположить, что 1% этих средств одновременно работает, средняя мощность будет составлять —15 дБм/(октава · м²). В 1972 г. в США насчитывалось около 3 тыс. фиксированных РЛС, включая некоторые военные установки. Диапазон мощности излучения от 100 кВт до 5 МВт. Это соответствует в среднем одной РЛС на 61,5 км² пригородно-городской зоны и излучаемой плотности мощности около 31 500 Вт/(октава·км²), что эквивалентно пиковой импульсной мощности 16 дБм/(октава · м²) или средней порядка —14 дБм/(октава · м²).

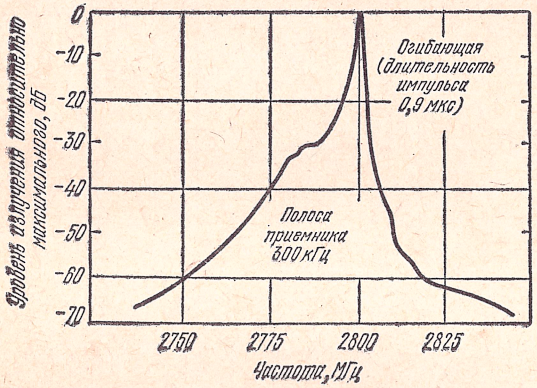


Рис. 1.29. Спектр излучения самолетной РЛС *S*-диапазона.

Безусловно, нужно весьма осторожно относиться к приведенным цифрам при прогнозировании ЭМП. Кроме того, нужно учитывать полосу частот РП в октавах. Например, для приемника низовой связи, работающего на частоте 150 МГц и имеющего полосу пропускания 25 кГц, коэффициент, учитывающий эту полосу в октавах, составил бы —38 дБ, что соответствует средней плотности мощности порядка —53 дБм/м².

Более того, эти средние данные не применимы к перенаселенным областям, условиям прямой видимости и т. д. Однако они показывают возможность создания математических моделей для подобных помех.

Если одновременно излучают два или более ИП, то оценить уровень ЭМП можно методом суперпозиции. Однако при большом числе ИП это сделать сложно. Ряд ИП можно исключить, выбрав место расположения приемника (например, при защите приемника естественными препятствиями). В зависимости от высоты расположения приемника меняется площадь, с которой могут поступать помехи. В качестве примера в табл. 1.3 приведены относительные и абсолютные размеры площади в зависимости от высоты расположения приемника.

Таблица 1.3

Высота приемника, 10³ м	Обозреваемая площадь Земли, 10 км²	Размер относительной площади поверхности Земли*), %
0,03	1,610	0,0003
0,3	16,1	0,003
3	161	0,03
16,1	768	0,15
161	5,64	1,1
1610	51	10
Синхронная орбита	212	43

*) Площадь поверхности Земли составляет примерно 510·10⁶ км².

Чтобы оценить ЭМП в сложной ЭМО, составляют карты для статистического прогнозирования ЭМП. Эти карты представляют собой вероятностные зависимости уровней помех от расположения приемной антенны, времени, частоты, полосы пропускания, ширины ДН антенны (или сектора углов), поляризации помех. В США разрабатывают широкодиапазонные карты помех для различных категорий ИП.

Пример 1.5. Самолетный приемник системы «Такан», работающий на частоте 1090 МГц, удален на 161 км от передатчика, который излучает мощность 1 кВт (+60 дБм). Передатчик 26-го канала телевидения (542—548 МГц; 4,5 МВт; 97 дБм) находится на расстоянии 4,83 км от приемника. Определить, существует ли возможность возникновения ЭМП.

Отношение выходной мощности передатчика системы «Такан» к допустимой мощности второй гармоники 26-го канала по правилам Федеральной комиссии связи (ФКС) составляет P=60 дБм — (97 дБм—60 дБ)=23 дБ. Так как антенны обоих передатчиков ненаправленные, то отношение 23 дБ должно сохраниться и на входе приемника (если бы расстояния от приемника до передатчиков были одинаковыми). Однако отношение расстояний составляет 161 км/4,83 км (15 дБ) или для потерь распространения, обратно пропорциональных квадрату дальности, $S/I = P$ [дБ] — Д² [дБ] = 23 — 30 = —7 дБ. Отсюда следует, что ЭМП может возникнуть (поскольку для многих случаев должно быть $S/I \geqslant -10$ дБ). Более точные расчеты будут приведены далее.

Индустриальные помехи (ИЭМП)

Выборки уровней ИЭМП при движении автомобилей по результатам измерений, проведенным четырьмя исследователями на трех континентах, представлены на рис. 1.30. Крихлов и Джордж (США) проводили измерения в рабочие дни вблизи основных магистралей. Измерения, проведенные Джорджем, относятся к автомобилям, изготовленным до второй мировой войны. Методы подавления ИЭМП от систем зажигания, примененные в автомобилях более позднего производства, позволили снизить их уровень (измерения Крихлова, 1960 г.). Эллис (Австралия) наблюдал уровни ИЭМП от систем зажигания автомашин американского и английского производства в рабочие дни и установил сильную корреляцию между уровнями ИЭМП и плотностью потока машин.

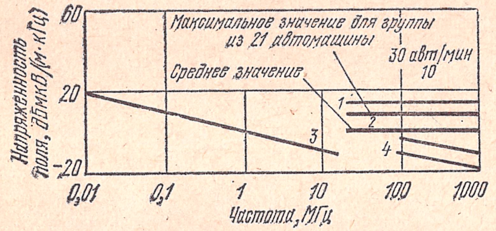


Рис. 1.30. Помехи от систем зажигания автомобилей (измерения проводились Джорджем и Эллисом (1), Уайтом (2), Крихлов (3), Судзуки (4) на расстоянии около 10 м от дороги).

Наиболее полный статистический анализ ИЭМП от систем зажигания автомобилей (по данным измерений в трех городах) проведен Судзуки (Япония). Как видно из рис. 1.31, медианный уровень ИЭМП возрастает на 17 дБ при десятикратном увеличении потока машин. Уровни напряженности поля распределяются по нормальному закону (за очень редким исключением). Несколько осей ординат на рис. 1.31 позволяют сравнить уровни ИЭМП, измеренных на различных частотах. На основе данных Судзуки может быть разработана расчетная модель медианного значения напряженности поля:

$$E\ [\text{дБмкВ/м}] \approx -11\ [\text{дБмкВ/м}] + 10\ \lg B_R + 17\ \lg C - 20\ \lg (R/10\ \text{м}), \qquad (1.4)$$

где B_R — полоса частот приемника, кГц; C — плотность потока машин, маш./мин; R— расстояние до дороги, м.

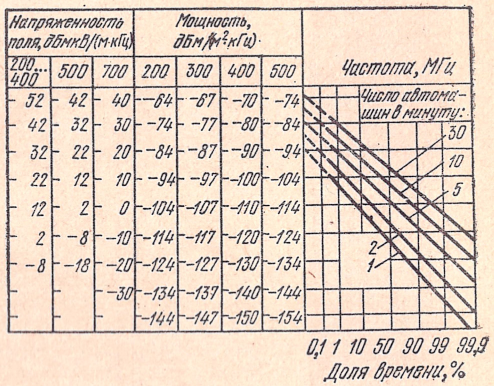


Рис. 1.31. Доля времени превышения заданного значения напряженности поля или плотности мощности ИЭМП от систем зажигания при среднем расстоянии до места измерений порядка 10 м.

Более поздние данные измерений излучений систем зажигания автомобилей, изготовленных в США, ставят под сомнение достоверность полученных ранее данных. В течение 1970 г. фирмой White Electromagnetics были проверены ИЭМП от автомобилей моделей 1969—1970 гг. До этого было установлено, что все автомобили удовлетворяли требованиям стандарта SAE-J551a. Излучения автомобилей измерялись на частотах от 20 МГц до 1 ГГц на расстоянии около 10 м от них, при этом измерительные антенны находились на высоте 3 м от земли. Полоса частот приемника составляла 16 кГц на частотах ниже 30 МГц и 350 кГц на более высоких частотах; к выходу приемника подключался пиковый детектор.

На основании анализа полученных результатов могут быть сделаны следующие выводы:

1) излучения на частотах ниже 100 МГц имеют тенденцию к вертикальной поляризации*), более выраженной для единичных автомобилей, чем для групп;

2) максимальные уровни напряженности поля излучения от автомобилей в группе не превышают наибольший уровень напряженности одного источника в группе (5—10 дБмкВ/(м·кГц));

3) среднее значение напряженности поля излучения от автомобилей в группе (—10 дБмкВ/(м · кГц)) примерно равно среднему значению напряженности поля излучения отдельных автомобилей;

4) на частотах выше 1 ГГц уровень напряженности поля излучения уменьшается со скоростью около 20 дБ/октава.

Необходимо отметить, что хотя средний уровень и длительность ИЭМП увеличиваются при увеличении одновременно проходящих автомобилей, максимальный уровень ИЭМП не изменяется[13].

Пример 1.6. На частоте 450 МГц работает приемник подвижной диспетчерской связи, расположенный на расстоянии 30 м от дороги. Обычно (не в часы «пик») интенсивность движения небольшая: несколько автомобилей в минуту. При этом диспетчер может с трудом поддерживать связь с автомобилями, находящимися на границе зоны приема. Напряженность поля принимаемого сигнала в этом случае составляет 10 дБмкВ/м (3 мкВ/м). Определить влияние проходящих рядом автомобилей на качество приема при полосе частот диспетчерского приемника 50 кГц.

Медианную напряженность поля ИЭМП от проходящих рядом автомашин (5 маш./мин) можно определить по графику на рис. 1.31 или по формуле (1.4):

$$E\ [\text{дБмкВ/м}] = -11\ \text{дБмкВ/м} + 10\lg 50 + 17\lg 5 - 20\lg (30/10) = -11 + 17 + 12 - 10 = 8\ \text{дБмкВ/м}.$$

Эта величина характеризует качество приема. При вероятности 90% напряженность поля принимаемого сигнала должна быть на 10 дБ выше.

В часы «пик» (100 маш./мин) медианный уровень ИЭМП от систем зажигания увеличивается на 17 ($\lg 100 - \lg 5$) = 22 дБ и теперь составляет 30 дБмкВ/м. В этих условиях либо возможна связь с 1% машин на том же расстоянии, либо зона приема должна быть уменьшена на 10%.

ИЭМП от линий электропередач. Высоковольтное оборудование и ЛЭП являются источниками ИЭМП, которые достигают максимальной интенсивности при дожде, снегопаде, тумане и высокой относительной влажности. Повышенная турбулентность воздуха и солнечная активность в засушливых и пустынных районах также способствуют увеличению ИЭМП от ЛЭП. Когда качество ЛЭП и их компонентов ухудшается вследствие старения или неисправности, то существенно возрастают излучения импульсных ИЭМП на частотах выше 50 МГц. В отсутствие ИЭМП от систем зажигания они сильно заметны.

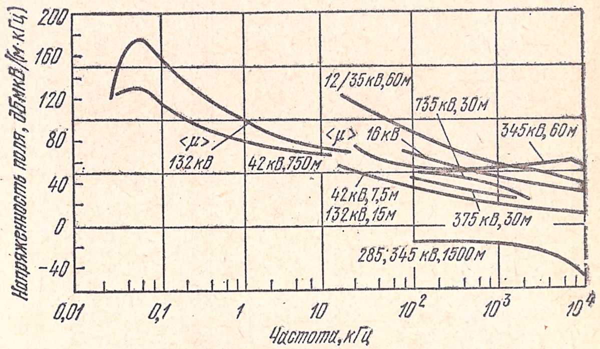


Рис. 1.32. ИЭМП от ЛЭП.

ИЭМП от ЛЭП являются случайными импульсными, но с большей длительностью импульса и меньшей частотой заполнения, чем от систем зажигания. Типичная длительность импульса ИЭМП от ЛЭП составляет несколько миллисекунд. Этот импульс может состоять из более коротких импульсов меняющейся длительности. С помощью достаточно широкополосных приемников были зарегистрированы импульсы длительностью 10 нс с временем установления 2 нс.

Импульсы малой длительности обусловлены коронными разрядами на линии. Период повторения импульсов сравним с их длительностью. Результирующий спектр ИЭМП простирается от ОНЧ до ОВЧ. ЛЭП, обладая свойствами коаксиальной или однопроводной линии (второй проводник — Земля) способны создавать ИЭМП, вызванные высокочастотными переходными процессами. Кроме того, ЛЭП могут существенно увеличивать уровень ИЭМП вследствие колебаний, возникающих в механических конструкциях (колебания проводов и поддерживающих элементов, образующих полуволновой резонатор для определенных гармоник)[14].

---

*) Колебания уровня напряженности поля составляют 0—20 дБ со средним значением 10 дБ.

На рис. 1.32 показаны ИЭМП от высоковольтной ЛЭП как функция частоты, линейного напряжения и расстояния от линии*).

Спад напряженности поля не строго обратно пропорционален квадрату расстояния, как в случае ближнего поля. Все данные на рис. 1.32 соответствуют сухой погоде. Уровни ИЭМП от ЛЭП могут увеличиваться на 10—20 дБ при высокой влажности, тумане или дожде.

Сварочные и нагревательные устройства как источники ИЭМП. Измерения ИЭМП от дуговых сварочных аппаратов в типичной промышленной среде показали, что в основном они лежат в диапазонах средних и высоких частот и для расстояний $R = 300 \ldots 1610$ м пропорциональны $R^{-1,5}$.

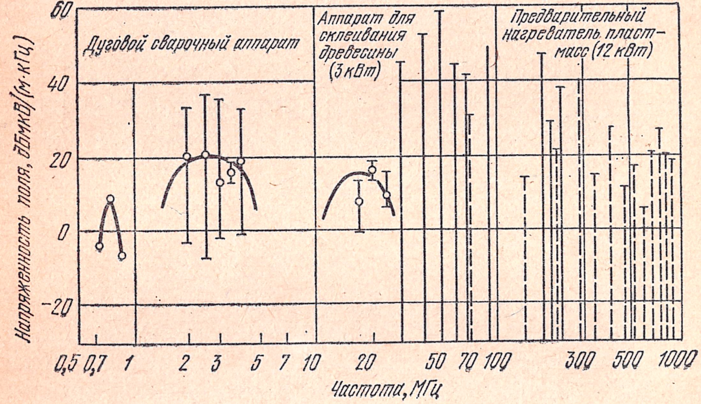


Рис. 1.33. ИЭМП от дугового сварочного аппарата, аппарата для сушки и склеивания древесины и предварительного нагревателя пластмасс (на расстоянии 300 м).

Измерения, проведенные для $R \geqslant = 300$ м, показали, что излучаемый спектр концентрируется в области частот 750 кГц, 3 и 20 МГц (рис. 1.33). Однако чаще излучение лежит в одном из трех указанных диапазонов.

ИЭМП от аппаратов для сваривания пластмассы сравнимы с помехами от дуговых сварочных аппаратов. Можно заключить, что их основное излучение лежит в диапазоне 35 МГц, а частоты высших гармоник простираются до 1 ГГц.

---

*) Символ $< \mu >$ означает, что расстояние неизвестно. (*Прим. ред.*)

Основная частота ИЭМП от аппарата для склеивания дерева 10 МГц, а от предварительного нагревателя пластмасс 70 МГц. Из рисунка видно, что помимо основных составляющих этими аппаратами генерируются и излучаются высшие гармоники, уровень которых сравним или превышает уровень спектральных составляющих излучений дугового сварочного аппарата.

Флюоресцентные лампы. При измерениях излучений флюоресцентной лампы (рис. 1.34) приемная антенна устанавливалась на расстоянии 0,9 м. На больших расстояниях измерения не проводились.

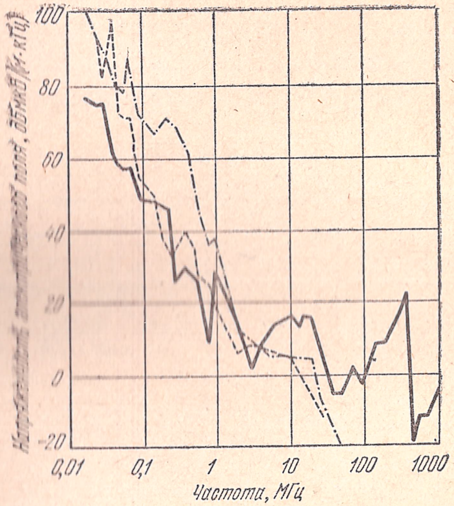


Рис. 1.34. ИЭМП, излучаемые флюоресцентной лампой на расстоянии 0,9 м от нее:

—·— с холодным катодом, длина 2,4 м, блок 4 лампы (для освещения промышленных предприятий); — — — — с холодным катодом 0,6 м, блок 2 лампы (для освещения рабочих мест); ——— с горячим катодом, 1,2 м и 3 лампы потолочные.

Прочие источники ИЭМП в городах. К ним относятся электропоезда и троллейбусы; ИЭМП генерируются при случайном нарушении контакта между токоведущими проводами и токосъемниками. Средняя длительность импульсов ИЭМП составляет несколько микросекунд при средней частоте повторения от одного до нескольких импульсов в секунду. Спектр излучения концентрируется ниже 30 МГц. Для скоростных поездов этот спектр сосредотачивается на

ОВЧ. Источниками ИЭМП являются также разнообразные электрические двигатели постоянного и переменного тока.

Из-за наличия случайных источников ИЭМП в пределах города создается сложная ЭМО. Изучению ЭМО в черте города в течение 20 последних лет был посвящен ряд экспериментов, основанных на теоретических исследованиях, проводимых для различных систем передачи информации (к которым можно отнести городской радиотелефон, радиовещательные и телевизионные системы).

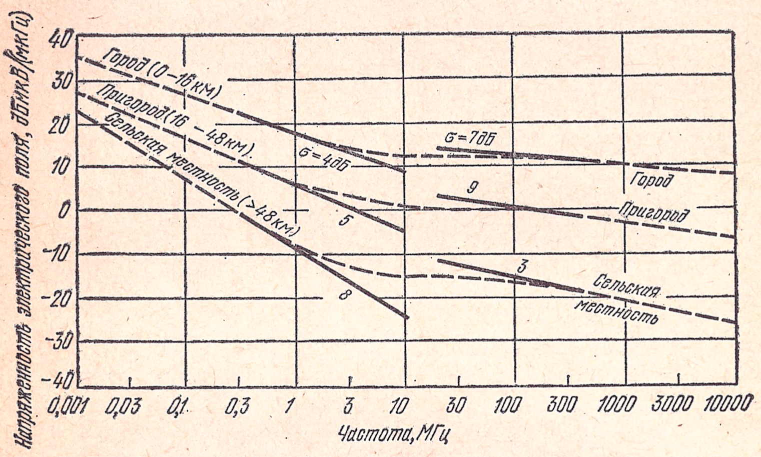


Рис. 1.35. Медианные значения ИЭМП, принимаемые всенаправленной антенной без потерь, расположенной вблизи поверхности Земли:

——— измеренные значения; — — — — экстраполяция.

Различные уровни в разных районах (рис. 1.35) и непостоянство ИЭМП во времени затрудняют их оценку. Хотя уровни ИЭМП точно не известны, можно указать их типовые значения. Было принято уровни ИЭМП подразделять по категориям в зависимости от степени населенности района или контуры этих уровней наносить на карту[15)].

Пример 1.7. Телевизионный прием на краю зоны обслуживания данным телецентром всегда является проблемой для милллионов потребителей. Типовые современные логопериодические телевизионные (ТВ) антенны на ОВЧ имеют усиление около 12 дБ. Например, на частоте 9-го канала (186—192 МГц) эта антенна имеет эффективную площадь 2,8 м^2, и чувствительность приемника при полосе 6 МГц составляет около —93 дБм. Это примерно соответствует приходящему потоку мощности —93 дБм—5 дБ/м^2 = —98 дБм/м^2, а с учетом полосы 6 МГц —136 дБм/(м^2 · кГц). Определим влияние ИЭМП на качество приема.

Согласно рис. 1.36 уровень ИЭМП в сельской местности и в пригородных зонах на частоте 200 МГц может в среднем составлять —117 ... —133 дБм/м^2 · кГц. Для сельской местности отношение помеха/шум составляет —133 дБм/(м^2 · кГц) — (—136) дБм/(м^2 × × кГц) = +3 дБ, для пригородной зоны —117 дБм/(м^2 · кГц) — — (—136) дБм/(м^2 · кГц) = 19 дБ.

Заметим, что телевизионный передатчик расположен в центре города, а уровень сигнала при удвоении расстояния, например, с 24,2 до 48,4 км уменьшается на 6 дБ. Так как при этом уровень ИЭМП уменьшается на 16 дБ, а сигнал на 6 дБ, то отношение сигнал/помеха в сельской местности в действительности возрастает. Этим можно объяснить, почему иногда качество приема в сельской местности лучше, чем в прилегающих пригородных районах, особенно расположенных вблизи промышленных центров.

ЕСТЕСТВЕННЫЕ РЕЦЕПТОРЫ ЭМП

Некоторые правительственные комиссии отмечают, что среднее значение плотности мощности радиоизлучения, превышающее 10 мВт/см^2 (194 В/м в дальней зоне), является опасным для человека*), если воздействие продолжается более 6 мин. Относительно мало известно о возможности кумулятивного биологического влияния радиочастотных полей малого уровня в течение длительного времени.

Одним из подходов, использованных для определения допустимых уровней электромагнитной радиации в вооруженных силах США в течение 1960 г., было исследование влияния окружающих условий на человека. При этом учитывались климатические условия, условия облучения и физическое состояние испытуемого. Наиболее важными из условий облучения являются поток мощности, частота, период повторения импульсов и вид модуляции. Самочувствие испытуемого определяется состоянием его сердечно-сосудистой системы, характером труда, а также качеством одежды во время облучения. От этих факторов зависит тепловой баланс тела.

Допустимые уровни в диапазоне частот 10 МГц—30 ГГц показаны на рис. 1.36.

Ширина критической (переходной) зоны определяется возможными условиями подвода теплоты к телу и ее отвода. Если человек, имея заболевание сердечно-сосудистой системы, работает при высокой температуре окружающей среды, то нормы на плотность мощности приближаются к границе зоны безопасности. Для здорового человека, работающего на холоде и при ветре, нормы на плотность мощности могут приблизиться к границе раздела между опасной и критической зонами.

---

*) В более ранних отчетах указывалось, что плотность мощности 155 мВт/см^2 является пороговой, при которой, если он воздействует на глаз, образуется катаракта; 100 мВт/см^2 опасна при общем облучении человека; 40 мВт/см^2 смертельна для собак, а 5 мВт/см^2 рассматривалась как максимальный предел для собак, выше которого в их организме возникают необратимые изменения.

В последние годы советские ученые неоднократно указывали, что облучение человека радиочастотными полями влияет на теплообмен и вызывает потерю памяти, головные боли, появление нерешительности, ухудшает сексуальную активность. Советские нормы на два-три порядка ниже норм США (10 мВт/см²).

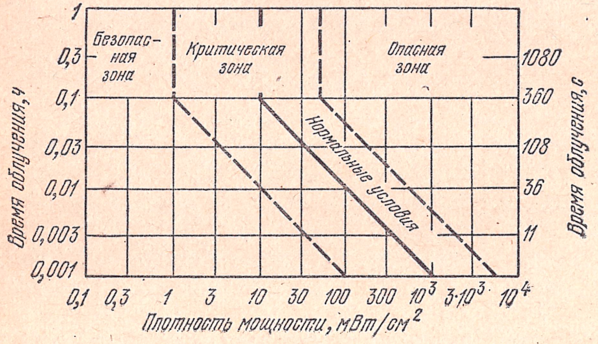


Рис. 1.36. Уровни облучения человека электромагнитным полем.

В табл. 1.4 представлены некоторые нормы для уровней радио- и СВЧ облучения в различных странах мира. Различие в нормах социалистических и капиталистических стран отражает основную разницу в проведении экспериментальных работ: в социалистических странах ведутся биологические исследования функционального состояния животных, т. е. исследуются психологические изменения и изменения в поведении животных, а в капиталистических странах изучаются физиологические и биохимические изменения. В настоящее время еще очень мало известно о влиянии на организм человека слабых электромагнитных полей различных частот, полей с различным соотношением пиковой и средней мощности, общего времени облучения.

Персонал, обслуживающий передатчики или другие источники СВЧ облучения высоких уровней, должен применять специальные средства безопасности: экранирование отражающими сетками или поглощающими СВЧ энергию материалами. Экранирование также используется и для защиты гражданского населения.

Защита от опасных полей включает: проведение периодических измерений уровней ВЧ облучения на территории, где будет работать персонал; установку предостерегающих знаков для эксплуатационного персонала и гражданского населения; установку ограждения вокруг опасной территории; выключение источников СВЧ облучения во время ре-

Таблица 1.4

Страна	Частота облучения, МГц	Допустимый максимальный уровень	Примечание
США (ANSI)*)	$10-100\cdot10^3$	10 мВт/см² 1 мВт·ч/см²	В течение 6 мин Усредненная за любой 6-мин. интервал
Армия и ВВС США		10 мВт/см² 100 мВт/см²	Непрерывное облучение Нет данных
Великобритания (POR)**)	$30-30\cdot10^3$	10 мВт/см²	В течение 8 ч
НАТО (1956 г.)		0,5 мВт/см²	
Канада	$10-100\cdot10^3$	1 мВт ч/см² 10 мВт/см²	Усредненная за любой 6-мин интервал В течение 6 мин
Польша	300	10 мкВт/см² 100 мкВт/см² 1 мВт/см²	В течение 8 ч в день 2—3 ч в день 15—20 мин в день
ГДР		10 мВт/см²	
СССР***)	0,1—1,5	20 В/м 5 А/м	Переменные магнитные поля
	1,5—30	20 В/м	
	30—300	5 В/м	
	300	10 мкВт/см² 100 мкВт/см² 1 мВт/см²	6 ч в день 2 ч в девь 15 мин в день
ЧССР	0,01—300	10 В/м	8 ч в день
	300	25 мкВт/см² 10 мкВт/см²	8 ч в день, постоянное излучение 8 ч в день, импульсное излучение

---

*) American National Standards Institute — Американский национальный институт стандартов. (*Прим. ред.*)

**) Post Office Regulation — регламент почтового ведомства. (*Прим. ред.*)

***) В СССР принята норма для гражданского населения, профессионально не связанного с облучением СВЧ: 1 мкВт/см² в течение 24 ч. (*Прим. пер.*)

монта передатчиков или работы на опасной территории; использование специальных защитных костюмов; выполнение испытательных и экспериментальных программ в экранированных помещениях; медицинское обслуживание персонала, работающего в сильных СВЧ полях.

Большинство данных для норм на уровень ВЧ облучения были получены во время экспериментов на животных. Некоторые результаты этих экспериментов приведены в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Животное	Частота, Гц	Интенсивность облучения	Длительность облучения, мин	Оценка воздействия
Крысы и кролики	$500 \cdot 10^5$	8000 В/м	—	Порог увеличения температуры
		160 А/м	—	
Мыши	50—500	650 000 В/м	60—120	Смертность 70—90%
Крысы	$69{,}7 \cdot 10^6$	5000 В/м	5	Смертность 100%
		2000 В/м	100	Смертность 83%
Собаки	$200 \cdot 10^6$	300 мВт/см²	15	Смертность 50%
		200 мВт/см²	21	Смертность 25%
Гвинейские свиньи	$200 \cdot 10^6$	410 мВт/см²	20	Смертность 100%
Кролики	$200 \cdot 10^6$	165 мВт/см²	30	Смертность 100%

Имеются данные о влиянии статических полей и полей очень низких частот на живые организмы, в том числе и на человека Соответствующим образом ориентированные статические поля напряженностью 0,3—0,5 Т оказывали влияние на поведение амфибий. Поля низкой напряженности (6—12) · 10^{-4} Т при 25%-ной модуляции частотами 0,1—0,2 Гц заметно влияли на время реакции человека.

Искусственные резисторы ЭМП и оценка восприимчивости

Для определения относительной восприимчивости различных систем к ЭМП разработан следующий метод.

Чувствительность N и полоса частот B являются наиболее важными параметрами оцениваемой системы. Чем больше чувствительность и шире полоса, тем в большей степени РП восприимчив к ЭМП. Если мешающий источник является когерентным, то отношение напряжения помехи к напряжению шума, характеризующее восприимчивость РП, пропорционально полосе:

$$A_U = kB/\sqrt{4RF\text{к}TB} = \sqrt{Bk^2/4RF\text{к}T}, \qquad (1.5)$$

где B — полоса частот, Гц; R — активная составляющая эквивалентного входного импеданса, Ом; F — эквивалентный коэффициент шума рецептора; к$T = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц;

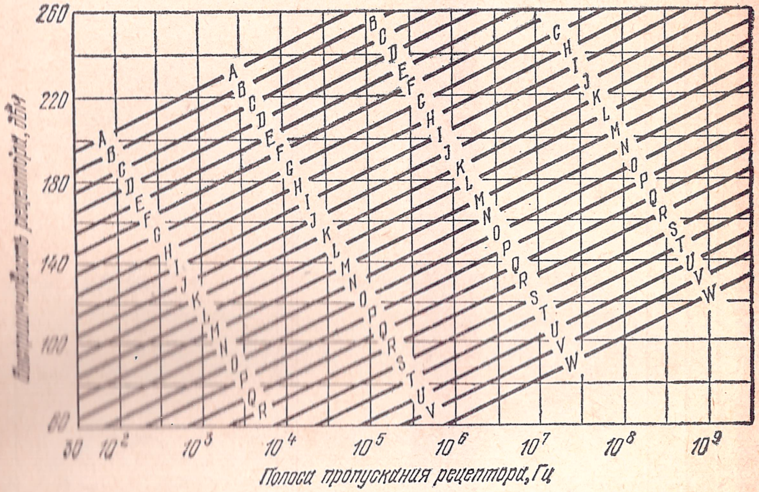


Рис. 1.37. Зависимость восприимчивости рецептора от его полосы.

k — постоянный коэффициент. Большему значению A_U соответствует большая восприимчивость рецептора к ЭМП.

Для некогерентного источника

$$A_U = k\sqrt{B}/\sqrt{4RF\text{к}TB} = k/\sqrt{4RF\text{к}T}.$$

Так как ИП может быть либо когерентным, либо некогерентным, то лучше пользоваться уравнением (1.5), дающим бо́льшие значения A_U. Принимая в (1.5) $k = 1$, получаем

$$A_U = \sqrt{B/4R \cdot 10^{-21}F} = 0{,}8 \cdot 10^{10}\sqrt{B/RF},$$

$$A_U\ [\text{дБ}] = 198 + 10\lg(B/RF).$$

Таблица 1.6

Чувствительность, дБм	Обозначение кривой на рис. 1.37 при входном сопротивлении, Ом												
	10	30	50	100	300	600	$1\cdot10^3$	$3\cdot10^3$	$10\cdot10^3$	$30\cdot10^3$	$100\cdot10^3$	$300\cdot10^3$	$1\cdot10^6$
—160	—	—	*A*	*A*	*AB*	*B*	*B*	*BC*	*C*	*CD*	*D*	*DE*	*E*
—150	*A*	*AB*	*B*	*B*	*BC*	*C*	*C*	*CD*	*D*	*DE*	*E*	*EF*	*F*
—140	*B*	*BC*	*C*	*C*	*CD*	*D*	*D*	*DE*	*E*	*EF*	*F*	*FG*	*G*
—130	*C*	*CD*	*D*	*D*	*DE*	*E*	*E*	*EF*	*F*	*FG*	*G*	*GH*	*H*
—120	*D*	*DE*	*E*	*E*	*EF*	*F*	*F*	*FG*	*G*	*GH*	*H*	*HI*	*I*
—110	*E*	*EF*	*F*	*F*	*FG*	*G*	*G*	*GH*	*H*	*HI*	*I*	*IJ*	*J*
—100	*F*	*FG*	*G*	*G*	*GH*	*H*	*H*	*HI*	*I*	*IJ*	*J*	*JK*	*K*
—90	*G*	*GH*	*H*	*H*	*HI*	*I*	*I*	*IJ*	*J*	*JK*	*K*	*KL*	*L*
—80	*H*	*HI*	*I*	*I*	*IJ*	*J*	*J*	*JK*	*K*	*KL*	*L*	*LM*	*M*
—70	*I*	*IJ*	*J*	*J*	*JK*	*K*	*K*	*KL*	*L*	*LM*	*M*	*MN*	*N*
—60	*J*	*JK*	*K*	*K*	*KL*	*L*	*L*	*LM*	*M*	*MN*	*N*	*NO*	*O*
—50	*K*	*KL*	*L*	*L*	*LM*	*M*	*M*	*MN*	*N*	*NO*	*O*	*OP*	*P*
—40	*L*	*LM*	*M*	*M*	*MN*	*N*	*N*	*NO*	*O*	*OP*	*P*	*PQ*	*Q*
—30	*M*	*MN*	*N*	*N*	*NO*	*O*	*O*	*OP*	*P*	*PQ*	*Q*	*QR*	*R*
—20	*N*	*NO*	*O*	*O*	*OP*	*P*	*P*	*PQ*	*Q*	*QR*	*R*	*RS*	*S*
—10	*O*	*OP*	*P*	*P*	*PQ*	*Q*	*Q*	*QR*	*R*	*RS*	*S*	*ST*	*T*
0	*P*	*PQ*	*Q*	*Q*	*QR*	*R*	*R*	*RS*	*S*	*ST*	*T*	*TU*	*U*
10	*Q*	*QR*	*R*	*R*	*RS*	*S*	*S*	*ST*	*T*	*TU*	*U*	*UV*	*V*
20	*R*	*RS*	*S*	*S*	*ST*	*T*	*T*	*TU*	*U*	*UV*	*V*	*VW*	*W*

Иногда удобнее определять A, исходя из пороговой чувствительности по мощности N_P. Тогда уравнение (1.5) для $k = 1$ будет иметь вид

$$A_P \approx B^2/4RN_P; \quad A_P\ [\text{дБм}] = 24\ \text{дБ} + 20\lg B - 10\lg R - 10\lg N_P\ [\text{дБм}]. \qquad (1.6)$$

Уравнение (1.6) представлено графически на рис. 1.37. Для выбора соответствующей кривой следует обратиться к табл. 1.6.

Восприимчивость приемников и усилителей 16)

Результаты расчета восприимчивости некоторых типов приемников и усилителей приведены в табл. 1.7 и на рис. 1.38.

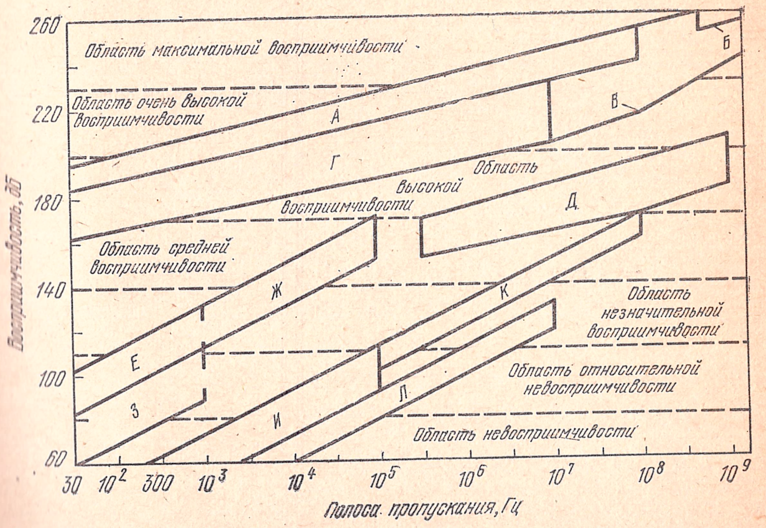


Рис. 1.38. Восприимчивость приемников и усилителей:

А — малошумящие предусилители ПЧ и широкополосные малошумящие видеоусилители; *Б* — усилители на ЛБВ; *В* — приемники супергетеродинные и прямого усиления; *Г* — УПЧ, логарифмические УПЧ, широкополосные видеоусилители, приемники супергетеродинные и прямого усиления; *Д* — транзисторные видеоусилители; *Е* — транзисторные усилители с малыми входными уровнем и сопротивлением; *Ж* — НЧ предусилители; *З* — транзисторные усилители с малым входным уровнем и большим входным сопротивлением; *И* — усилители звуковых частот; *К* — видеоусилители; *Л* — приемники цифровых данных.

Таблица 1.7

Приемники	Рабочий диапазон частот, МГц	Восприимчивость, дБ
Вещательные АМ ЧМ ТВ	0,535—1,605 88—108 54—88 174—216 470—890	195 215 230 230 225
Связные	0,01—2 10^3	150—235
РРЛ	(2,1—11,7) 10^3	245
Спутниковых радиолиний	(2,4—16)·10^3	225
Линий ионосферного рассеяния	400—500	220
Линий тропосферного рассеяния	(1,8—5,6)·10^3	230
Навигационные различного диапазона частот и назначения	—	170—230
РЛС	225—35·10^3	230—240

Пример 1.8. Определить величину отношения мощности помехи к шуму приемника, имеющего чувствительность $N_P = -104$ дБм, входное сопротивление $R = 50$ Ом, полосу частот $B = 1$ МГц.

Воспользовавшись уравнением (1.6) или графиком на рис. 1.38, получим $A_P = 24$ дБ $+ 20 \lg 10^6$ Гц $- 10 \lg 50 - (-104$ дБм$) =$

$$= 24 \text{ дБ} + 120 \text{ дБ} - 17 \text{ дБ} + 104 \text{ дБм} =$$
$$= 231 \text{ дБм}.$$

Восприимчивость воспламеняющих устройств (детонаторов)

К таким устройствам относятся электровоспламенители зарядов или топлива (ЭВ). ЭВ (рис. 1.39) воспламеняют взрывчатые вещества при протекании тока. На входе ЭВ имеется приемная антенна, воспринимающая электромагнитное излучение. Топливо может воспламениться в результате искрения электродов, находящихся в сильном ВЧ поле, или при искрении щеток, индуктивных переключателей и т. д.

Мощность срабатывания ЭВ зависит от характеристик поступающего сигнала, сопротивления проводов, характеристик собственно ЭВ и от других факторов. Существуют шесть типов ЭВ: с высокоомными и низкоомными проводами, с углеродным (графитовым) мостом, с проводящей пленкой, полупроводниковые и с искровой камерой. Наиболее часто используют ЭВ с высокоомными проводами и с углеродным мостом. Возможна также комбинация перечисленных типов.

Существуют три способа электрического воспламенения: дуговой, тепловой и импульсный. При дуговом способе, применяемом обычно в углеродных мостовых и тонкопленочных ЭВ, требуется напряжение 25 В. Тепловой способ используют в проволочных ЭВ, а также в ЭВ с проводящей пленкой и проводящей смесью. При импульсном способе, когда детонирует вторичный (мощный) заряд, требуются напряжения свыше 300 В. Большинство ЭВ позволяют использовать разные способы воспламенения в зависимости от имеющегося источника электрической энергии.

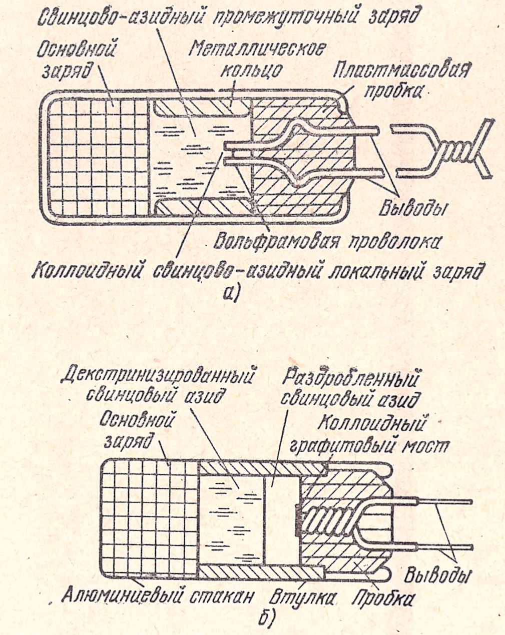

Свинцово-азидный промежуточный заряд
Основной заряд
Металлическое кольцо
Пластмассовая пробка
Выводы
Вольфрамовая проволока
Коллоидный свинцово-азидный локальный заряд
а)
Декстринизированный свинцовый азид
Раздробленный свинцовый азид
Основной заряд
Коллоидный графитовый мост
Выводы
Алюминиевый стакан
Втулка
Пробка
б)

Рис. 1.39. Проволочный (*а*) и углеродный (*б*) мостовые ЭВ.

ЭВ срабатывают при поступлении неслучайных сигналов; однако возможно их срабатывание при случайном сигнале. К источникам неслучайных сигналов относятся:

— батареи мокрые и сухие (мокрые элементы имеют ограниченные диапазон рабочих температур, ускорения и срок службы; применение сухих элементов ограничено из-за больших емкостей и массы);

— элементы, имеющие при комнатной температуре твердые электролиты (в необходимых случаях внутри элемента воспламеняется термитный заряд, электролит расплавляется, заряжая элемент);

— генераторы постоянного и переменного тока с механическим приводом (их применение ограничено из-за больших размеров и массы);

— ламповые и полупроводниковые преобразователи напряжения (если имеется возможность увеличить массу и размеры, то часто удобно совместить с преобразователем источник переменного тока или батареи);

— электростатические вихревые генераторы напряжений до 5000 В (напряжение генерируется только тогда, когда мелкие частицы вращаются с достаточной скоростью; сравнительно малогабаритные генераторы могут генерировать значительную энергию).

Случайными источниками сигналов возбуждения ЭВ могут быть:

— паразитные напряжения, создаваемые блуждающими токами на плохих контактах в замкнутых и разомкнутых цепях;

— статические заряды, образующиеся при вибрации, трении или накапливающиеся на теле человека;

— молнии, при попадании которых в незаземленных системах может протекать ток через цепь возбуждения ЭВ (напряжения при ионизации после удара молнии также могут создавать достаточно большие токи, возбуждающие ЭВ);

— переходные процессы, при которых резко увеличивается напряжение или ток ЭВ (или около него), что может вызвать пробой изоляции ЭВ;

— магнитные поля соответствующей напряженности, индуцирующие напряжение в проводах ЭВ;

— испытательное оборудование (при измерениях может создавать достаточное напряжение для возбуждения ЭВ);

— электростатические явления в облаках пыли и пара, создающие электрические заряды, достаточные для срабатывания чувствительного ЭВ.

Когда излучаемая энергия может стать причиной ложного срабатывания ЭВ, то необходимо выяснить путь передачи случайного сигнала. Для принятия мер защиты нужно знать следующие параметры случайных источников ВЧ энергии: напряженность поля или плотность мощности, тип модуляции и скважность, частоту и поляризацию. Кроме того, следует знать характеристики ЭМС и температурные параметры ЭВ. Например, для электромагнитных волн цепи воспламенения ЭВ могут стать волноводами. Температурный параметр характеризует возможность срабатывания ЭВ в результате нагрева.

Создан ряд математических моделей, позволяющих рассчитать вероятность срабатывания ЭВ, когда источниками ЭМП являются РЛС и близко расположенные радиопередатчики. Используя эти модели, через эффективную площадь проводников, идущих к ЭВ, можно определить плотность мощности помехи, а по известным характеристикам ЭВ — вероятность его срабатывания.

К дополнительным параметрам, которые следует учитывать, относятся близость обслуживающего персонала или его контакт с ЭВ, корпусом контейнера ЭВ, наличие отверстий у контейнера ЭВ, размещение проводов, идущих от станции управления к ЭВ или контейнеру. В результате расчета определяются безопасные расстояния между ИП и ЭВ. Эти расстояния для ряда ИП указаны в табл. 1.8

Таблица 1.8

Источник помехи	Мощность, Вт	Безопасное расстояние до ЭВ, м
РЛС	3 $2\cdot10^3$ $100\cdot10^3$	30 300 1610
АМ передатчик	10 10^3 $25\cdot10^3$	30 300 1610
Подвижные ЧМ средства	5 25 100	0,15 1,5 9

К устройствам защиты, которые были разработаны для различных ЭВ, относятся:

— аттенюаторы из материалов, поглощающих ВЧ энергию (таких, как порошок карбонильного железа, сложные полимеры, перекись тантала, двуокись магния, и др.);

— экраны, выполненные из металлической ленты, в виде оплетки проводов, герметичные металлические корпуса и т. д.;

— термоэлектрический аттенюатор, при одинаковой степени нагрева обеспечивающий отношение переменного тока к постоянному 2 : 1;

— линии передачи с необходимым затуханием (коаксиальные, с параллельными проводами, с экранированными параллельными проводами и параллельные полосковые);

— шунтирующие конденсаторы, увеличивающие затухание за счет большой диэлектрической постоянной (их емкость определяется сопротивлением защищаемого ЭВ и частотой, на которой должно быть обеспечено достаточное затухание);

— реле, срабатывающие при подаче сигнала постоянного или переменного тока очень низкой частоты;

— фильтры *RL* и *RLC* (размеры, масса и конструкция, а также влияние на время срабатывания ЭВ ограничивают их применение как защитных устройств);

— закорачивающие перемычки, применяемые при сборке и транспортировке ЭВ (на высоких частотах их эффективность снижается);

— разъемы—экранирующие контакты, подключаемые до соединения силовых контактов;

— плавкие предохранители, включаемые параллельно ЭВ (их недостатком является одноразовое действие).

Глава 2

ОСНОВЫ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РЭС В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

В главе содержатся методические указания по расчету межсистемных помех (МЭМП). Изложенные способы могут быть использованы для оценки ЭМП как для действующих, так и для проектируемых систем, а также при анализе внутрисистемных помех (ВЭМП).

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как было показано в гл. 1, основными функциями, используемыми при оценке ЭМП, являются мощность излучения ИП (P_T), порог восприимчивости РП (P_R) и потери энергии при распространении волн на трассе ИП—РП (C_{TR}). При этом

$$C_{TR}(f, t, d, p) = G_T(f, t, p) - L(f, t, d, p) + \\ + G_R(f, t, p), \qquad (2.1)$$

где L — основные потери энергии при распространении (т. е. без учета направленных свойств антенн), дБ; G_T, G_R — коэффициент усиления передающей и приемной антенн, дБ.

Независимые переменные. Частота, время, расстояние и направление являются аргументами при оценке ЭМП. Они лежат в основе четырех главных методов разделения помех.

Частотное разделение несущих является наиболее известным и широко используемым методом уменьшения ЭМП. Он особенно важен, поскольку ежегодно добавляется все большее число излучений. Следует отметить, что расчет ЭМП достаточно сложен. Объясняется это тем, что передатчики на практике оказываются источниками большого числа побочных излучений. Приемники же, настроенные на конкретную частоту, в действительности восприимчивы к излучениям на других частотах. Следовательно, при оценке и анализе ЭМП необходимо принимать во внимание как каждый отклик приемника (в том числе на ложный сигнал), так и ширину полос полезного и побочного излучений передатчика.

Временно́е разделение и временны́е факторы. При оценке влияния помехи на РП важно знать время ее воздействия. Во многих случаях это влияние может быть устранено, если полезный и мешающий источники излучения работают в разное время. Другими словами, при временно́м разделении влиянием даже сильной помехи можно пренебречь. Для случайных и длительных излучений необходимо также учитывать изменяющиеся во времени эффекты. Так, при оценке потерь на распространение к ним можно отнести суточные и сезонные изменения условий распространения радиоволн и даже 11-летние циклы солнечной активности, вызывающие внезапные ионосферные возмущения. При оценке ЭМП следует учитывать задаваемую в ряде случаев долю времени надежной связи, а также кратковременные эффекты, например вращение (сканирование) антенны или перемещение РЭС.

Пространственный разнос. Влияние этой переменной достаточно очевидно.

Избирательность по направлению является трехмерной (пространственной) и иногда определяется с учетом поляризации принимаемого излучения.

Зависимые переменные. Эти переменные, как правило, связаны с уровнями излучаемого сигнала (помехи), потерями при распространении и восприимчивостью. При расчете помехи зависимые переменные должны быть определены достаточно строго, так как они непосредственно определяют ее уровень.

Предшествующие рассуждения иллюстрируются рис. 2.1. Предельным уровень помехи будет тогда (граничные условия ЭМС), когда принимаемая мощность P_A окажется примерно равной порогу восприимчивости P_R рецептора (рис. 2.1, *а*). Если при этом увеличивается мощность ИП или усиление антенн ИП и РП или уменьшаются потери при распространении или порог восприимчивости РП, то мощность принимаемой помехи окажется выше порога восприимчивости РП (рис. 2.1, *б*).

С другой стороны, при обратном изменении упомянутых параметров будут выполняться условия ЭМС. Это соответствует ситуации, при которой мощность принимаемой помехи оказывается меньше порога восприимчивости[17] (рис. 2.1, *в*).

Информация об условиях ЭМС может быть получена при рассмотрении разницы между мощностью помехи, действующей на входе РП, и его порогом восприимчивости.

Эта разница представляет собой превышение помехой порога восприимчивости приемника:

$$IM\ (f,\ t,\ d,\ p) = P_A\ (f,\ t,\ d,\ p) - P_R\ (f,\ t). \qquad (2.2)$$

Ясно, что если значение IM положительно, то условия ЭМС РЭС не соблюдаются, и наоборот.

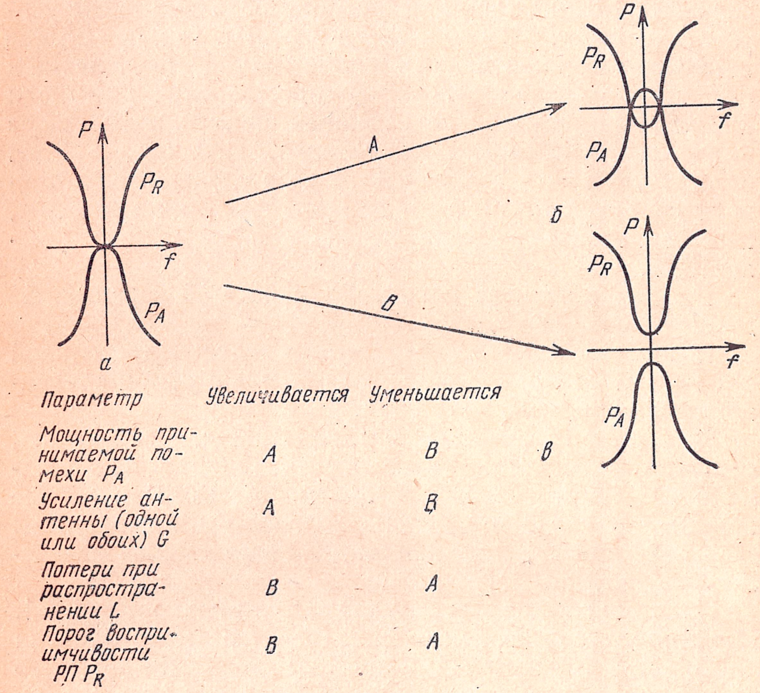

P
P
P_R
f
P_A
а
A
B
P
P_R
f
P_A
б
P
P_R
f
P_A
в
Параметр
Увеличивается
Уменьшается
Мощность принимаемой помехи P_A
A
B
Усиление антенны (одной или обоих) G
A
B
Потери при распространении L
B
A
Порог восприимчивости РП P_R
B
A

Рис. 2.1. Возможные соотношения при оценке ЭМС РЭС:
а — граничные условия ЭМС; *б* — условие отсутствия ЭМС; *в* — условия ЭМС.

Уравнение (2.2) можно привести к виду

$$IM\ (f,\ t,\ d,\ p) = P_T\ (f_T) + G_T\ (f_T,\ t,\ p) -$$
$$- L\ (f_T,\ t,\ d,\ p) + G_R\ (f_T,\ t,\ p) - P_R\ (f_R) + CF\ (B_T,\ B_R,\ \Delta f), \qquad (2.3)$$

где $P_T\ (f_T)$ — мощность ИП на частоте f_T, дБм; $P_R\ (f_R)$ — порог восприимчивости РП на частоте отклика f_R, дБм; $CF\ (B_T,\ B_R,\ \Delta f)$ — поправка, зависящая от ширины полос передатчика B_T и приемника B_R, а также от разнесения частот $\Delta f = f_T - f_R$, дБ.

Пример 2.1. Рассмотрим воздействие передатчика РЛС на приемник тропосферной линии. Положим, что мощность излучения на основной частоте передатчика $P_T = 100$ кВт (+80 дБм), а порог восприимчивости приемника —100 дБм. Предположим, также что потери при распространении помехи от ИП к РП $C_{TR} = -180$ дБ. Согласно (1.1) для мощности помехи, принимаемой приемником, можно получить

$$P_A = P_T + C_{TR} = 80 - 180 =$$
$$= -100 \text{ дБ}.$$

Превышение помехой порога восприимчивости в данном случае

$$IM = P_A - P_R = -100 \text{ дБм} -$$
$$- (-100 \text{ дБм}) = 0 \text{ дБм}.$$

Таким образом, получено граничное условие ЭМС. Если в процессе передачи увеличится мощность ИП или по каким-либо причинам уменьшатся потери при распространении, то это приведет к нарушению условий ЭМС.

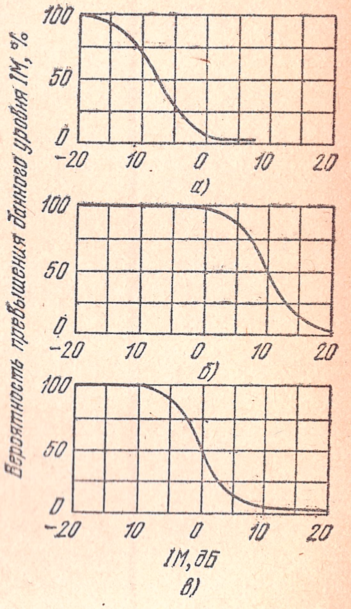


Рис. 2.2. Помеховые ситуации, выраженные в вероятностных оценках:
а — условие ЭМС; *б* — условие отсутствия ЭМС; *в* — граничные условия ЭМС.

Вероятностные оценки. Отметим, что каждая составляющая ЭМП (уравнение (2.3)) зависит в общем случае не только от перечисленных независимых переменных, но еще от ряда факторов, таких, например, как тип РЭС, сроки и условия его эксплуатации, время года, окружающая ЭМО. В большинстве случаев влияние всех этих факторов может быть охарактеризовано только с позиции теории вероятностей. Поэтому ответ на вопрос, выполняются ли условия ЭМС, зависит от вероятности превышения помехой порога восприимчивости РП (рис. 2.2)*). Как видно из рис. 2.2, невозможно дать ответы «да» или «нет» о результирующем уровне ЭМП, и поэтому к такого рода однозначной ЭМС оценке даже при строгом анализе, очевидно, нет смысла стремиться.

---

*) Заметим, что сама вероятность наличия помехи может являться функцией времени. Так, например, когда антенна радиолокатора сканирующая, помеха будет влиять на РП, если последний попадает в область луча антенны, и наоборот.

Распределение вероятностей IM зависит от мощности ИП, усиления антенн, потерь при распространении радиоволн, порога восприимчивости РП и является логарифмически нормальным со среднеквадратичным отклонением (СКО)

$$\sigma_{IM} = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_{TA}^2 + \sigma_L^2 + \sigma_{RA}^2 + \sigma_R^2},$$

где σ_T, σ_{TA}, σ_L, σ_{RA}, σ_R — СКО мощности излучения ИП, усиления антенны ИП, потерь при распространении радиоволн, усиления антенны РП, порога восприимчивости РП, дБ.

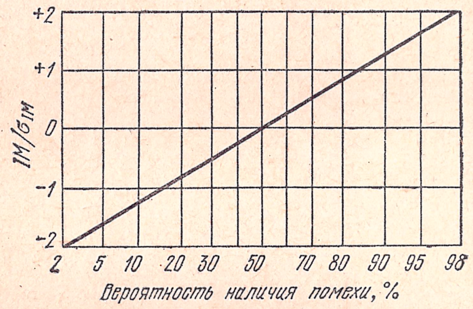


Рис. 2.3. Зависимость вероятности наличия помехи от отношения IM/σ_{IM}.

Вероятность наличия помехи определяется соотношением между IM и σ_{IM}. Так, если принять $IM = -\sigma_{IM}$, эта вероятность составит 16% (рис. 2.3).

Отсутствие ЭМП. Работа РЭС в отсутствии помех является идеальной.

Граничное условие ЭМС. Оценка средней по вероятности помеховой ситуации является первым разумным шагом при проектировании РЭС. Однако применимость полученных на этом этапе результатов является ограниченной, поскольку данная оценка соответствует только одной точке, которая делит кривую распределения случайной величины на две области: области допустимой и недопустимой помехи. Для оценки ЭМП при работе РЭС в сложной ЭМО необходимо иметь информацию о всех возможных ИП и о том вкладе, который может внести каждый из них.

Приемлемое условие ЭМС. Такая оценка наиболее пригодна для определения ЭМС РЭС. Действительно, системы, с достаточно высокой вероятностью (например 90 — 99%) нормально работающие в условиях помех, оказываются более предпочтительными, чем те, для которых эта вероятность составляет около 50% (граничное условие ЭМС). Реализуемость такого условия определяется многими соображениями, в том числе экономическими.

Дополнительные факторы, которые необходимо учитывать при вероятностной оценке ЭМП. Каждую из составляющих уравнения (2.3) часто нужно определять в полосе частот, превышающей одну декаду. Кроме того, если, например, следует оценить ЭМП от передатчика, излучающего десять побочных частот, приемнику, имеющему десять побочных каналов приема, то в общем случае необходимо рассмотреть более 100 возможных комбинаций. Если ИП и РП несколько, расчет следует повторить для каждой пары ИП—РП. В подобных ситуациях разумно использовать ЭВМ.

2.2. ПОЭТАПНАЯ ОЦЕНКА ПОМЕХИ

Существенно упростить вычисления (особенно при большом числе РЭС) позволяет поэтапный способ оценки ЭМП Суть его заключается в поэтапной ориентировочной оценке всех возможных составляющих помехи и исключении на различных этапах тех, которые в данном приближении не влияют на уровень помехи. Сразу же отметим, что число этапов и специфика каждого из них определяются конкретными условиями ЭМС.

В качестве примера рассмотрим четырехэтапную оценку помехи (рис. 2.4). Основной (начальный) и наиболее грубый этап анализа ЭМП — амплитудная оценка (АОП), т. е. анализ уровней излучения ИП — отклика РП. На следующем этапе (ЧОП) анализу подвергаются частотные соотношения между отдельными парами ИП—РП. На третьем этапе (ДОП) детально оцениваются изменения наиболее существенного параметра.

Заключительный этап оценки включает рассмотрение модуляционной характеристики передатчика и детекторной характеристики приемника, их эксплуатационных параметров и эффективности. На этом этапе результаты оценки ЭМП выражаются в наиболее приемлемых для потребителя (с практической точки зрения) величинах, таких, например, как разборчивость речи в системах их передачи, вероятность ошибки в цифровых системах, условия индикации, снижение дальности действия в радиолокационных системах.

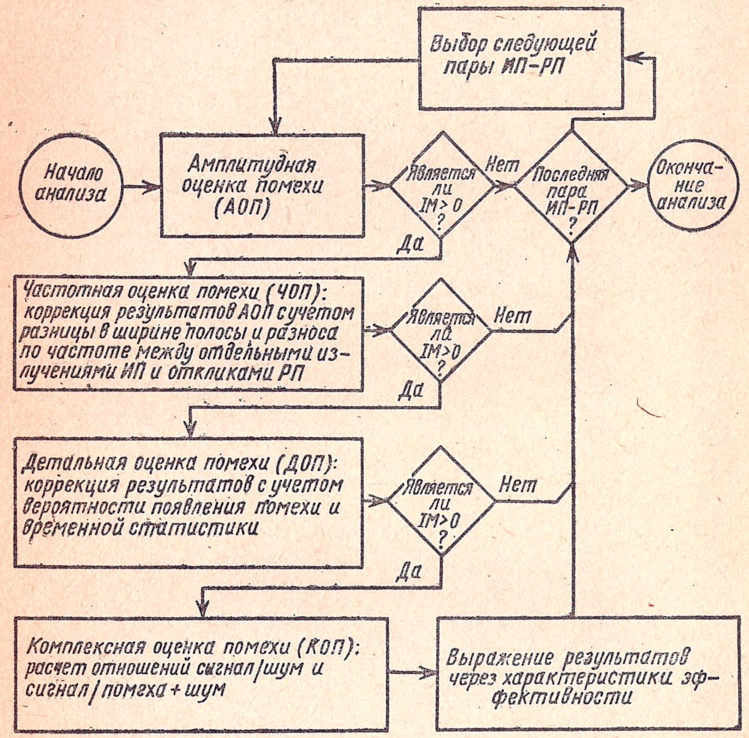

Выбор следующей пары ИП–РП
Начало анализа
Амплитудная оценка помехи (АОП)
Является ли IM > 0 ?
Нет
Да
Последняя пара ИП–РП ?
Окончание анализа
Частотная оценка помехи (ЧОП): коррекция результатов АОП с учетом разницы в ширине полосы и разноса по частоте между отдельными излучениями ИП и откликами РП
Является ли IM > 0 ?
Нет
Да
Детальная оценка помехи (ДОП): коррекция результатов с учетом вероятности появления помехи и временной статистики
Является ли IM > 0 ?
Нет
Да
Комплексная оценка помехи (КОП): расчет отношений сигнал/шум и сигнал/помеха + шум
Выражение результатов через характеристики эффективности

Рис. 2.4. Четырехэтапный процесс оценки ЭМП при большом числе пар ИП — РП.

Амплитудная оценка помех. При АОП рассматриваются: уровни основного и побочного излучения ИП $P_T(f)$; уровни порогов восприимчивости основного и побочного каналов РП $P_R(f)$; усиление антенн и потери энергии при распространении радиоволн*). На стадии АОП поправка CF (B_T, B_R, Δf) не учитывается.

---

*) Анализ этих составляющих производится на основании упрощенных приближений по времени и разделений по расстоянию и направлению.

Если в процессе АОП результирующее превышение помехой порога восприимчивости РП окажется больше предварительно установленного опорного уровня**), то соответствующая ему пара ИП—РП сохраняется для последующей, более точной оценки. Если опорный уровень выбран правильно, то пара далее не анализируется и это соответствует незначительной вероятности помехи.

При оценке уровня помехи необходимо рассматривать следующие четыре возможные комбинации совпадения частот:

— основного излучения ИП и основного отклика РП (ОО);

— основного излучения ИП и побочного отклика РП (ОП);

— побочного излучения ИП и основного отклика РП (ПО);

— побочного излучения ИП и побочного отклика РП (ПП).

При АОП вначале оценивается комбинация ОО. Если окажется, что уровень помехи при ОО меньше допустимого, то необходимость в анализе комбинаций ПО, ОП и ПП отпадает (их абсолютные значения меньше). Изложенное поясним на примере.

Пример 2.2. Рассчитаем величину ЭМП от передатчика тропосферной линии приемнику РЛС. Положим, что передатчик, работающий на частоте $f_{0T} = 1$ ГГц, имеет на выходе следующие уровни излучений: на основной частоте $P(f_{0T}) = 1$ кВт (+60 дБм); на побочных частотах $P_T(f_{ST}) < 0$ дБм, а приемник имеет восприимчивость: на основной частоте приема $f_{0R} = 1{,}2$ ГГц $P_R(f_{0R}) = -100$ дБм; на побочных частотах приема $P_R(f_{SR}) = -20$ дБм

Требуется определить уровни помехи для каждой из четырех комбинаций, если потери при распространении радиоволн (минимальные) от передатчика к приемнику составляют 100 дБ.

Результаты расчета (для диапазона частот от 0,1 до 10 ГГц) представлены на рис. 2.5**). Мощность помехи на входе приемника оценивалась с использованием упрощенного уравнения (1.1). Например, для излучения передатчика на основной частоте можно получить

$$P_A(f_{0T}) = 60 + (-100) = -40 \text{ дБм},$$

а для излучений на побочных частотах

$$P_A(f_{ST}) = 0 + (-100) = -100 \text{ дБм}.$$

---

*) Выбор опорного уровня будет рассмотрен далее.

**) При $f_{0T} = f_{0R}$. (*Прим. ред.*)

Превышение этой помехой порогового уровня приемника для каждого случая рассчитывалось по формуле (2.2):

для ОО: $IM\ (f_{0T},\ f_{0R}) = -40 - (-100) = 60$ дБ;
для ОП: $IM\ (f_{0T},\ f_{SR}) = -40 - (-20) = -20$ дБ;
для ПО: $IM\ (f_{ST},\ f_{0R}) = -100 - (-100) = 0$ дБ;
для ПП: $IM\ (f_{ST},\ f_{SR}) = -100 - (-20) = -80$ дБ.

Таким образом, если допустимый уровень помехи выбран 0 дБ, то случаи ОП и ПП можно исключить из дальнейшего рассмотрения (см. рис. 2.5).

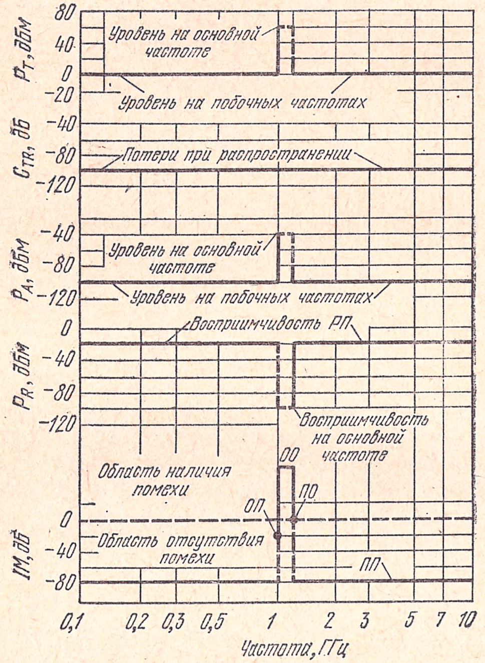


Рис. 2.5. Пример АОП.

Отметим, что при задании допустимого уровня необходимо учитывать, что слишком малое его значение может привести к дальнейшему анализу некоторых составляющих, по существу не создающих помехи РП, а большое его значение — к устранению составляющих, на самом деле образующих помеху.

Частотная оценка помех. На этом этапе корректируется величина IM, полученная в результате АОП, с учетом частотных параметров РЭС: ширины полосы частот отдельных излучений ИП и его модуляционной характеристики, ширины полосы и характеристики избирательности каждого отклика РП, а также частотного разноса излучений ИП и откликов РП[18].

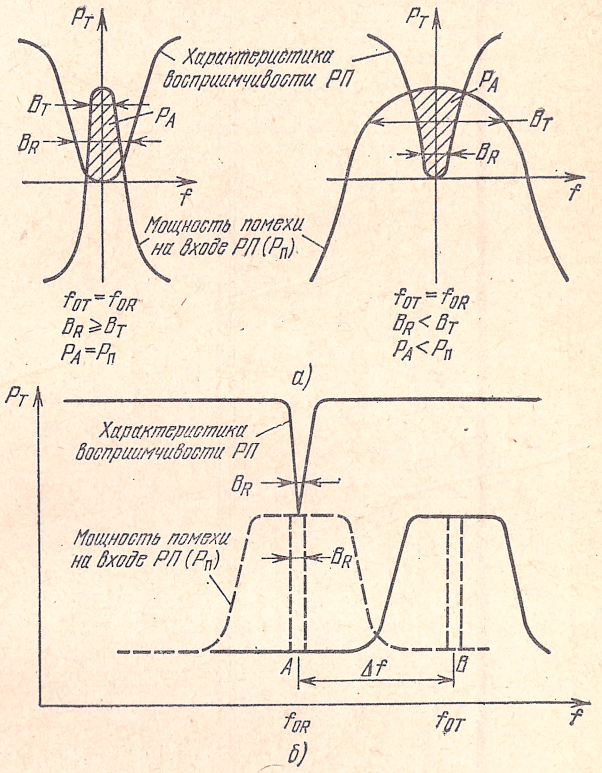

P_T
B_T
B_R
P_A
f
Характеристика восприимчивости РП
Мощность помехи на входе РП ($P_п$)
$f_{0T} = f_{0R}$
$B_R \geq B_T$
$P_A = P_п$
$f_{0T} = f_{0R}$
$B_R < B_T$
$P_A < P_п$
а)
P_T
Характеристика восприимчивости РП
B_R
Мощность помехи на входе РП ($P_п$)
A
B
Δf
f_{0R}
f_{0T}
f
б)

Рис. 2.6. Пример ЧОП:

а — совпадение частот основного излучения ИП и основного отклика РП; *б* — совпадение частот побочного излучения ИП и основного отклика РП; B_R, B_T — полосы частот пропускания и излучения приемника и передатчика соответственно по уровню 3 дБ.

По существу метод основан на определении поправочного коэффициента $CF\ (B_T,\ B_R,\ \Delta f)$.

Помеха по основному каналу приема: $\Delta f \leqslant (B_T + B_R)/2$ (рис. 2.6). Если значение расстройки между центральными частотами Δf основных излучений ИП и отклика РП достаточно мало, то возможны ситуации:

1) ширина полосы РП равна или больше ширины полосы ИП: $B_R \geqslant B_T$ — вся излучаемая мощность попадает в РП, и необходимость коррекции результатов АОП отпадает;

2) $B_R < B_T$ — РП принимает только часть мощности, излучаемой ИП, и результаты АОП требуют коррекции. Для этого следует найти значение поправочного коэффициента CF при $\Delta f = 0$ с помощью соотношения

$$CF\ (\Delta f = 0)\ [\text{дБ}] = k \lg (B_R/B_T), \qquad (2.4)$$

где $k = 0$ при $B_R \geqslant B_T$; $k = 10$ при $B_R < B_T$ для шумоподобных сигналов с уровнями, выраженными в эффективных значениях, $k = 20$ для импульсных сигналов с уровнями, выраженными в пиковых значениях (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Характер помехи	Соотношение полос частот ИП и РП	CF		Примечание
		помеха по основному каналу приема $\Delta f \leqslant (B_T + B_R)/2$	помеха вне основного канала приема $\Delta f > (B_T + B_R)/2$	
Шумоподобная	$B_R \geqslant B_T$	Нет необходимости в коррекции	$10 \lg \frac{B_R}{B_T}$	Эффективная мощность помехи пропорциональна соотношению полос РП и ИП
	$B_R < B_T$	$10 \lg \frac{B_R}{B_T}$		
	$B_R \geqslant B_T$	Нет необходимости в коррекции		
Импульсная	$F_C < B_R < B_T$	$20 \lg \frac{B_R}{B_T}$		Пиковое напряжение помехи пропорционально соотношению полос РП и ИП F_C— частота повторения импульсов
	$B_R < F_C$	$20 \lg \frac{F_C}{B_T}$		

Пример 2.3. Рассмотрим помеху в полосе пропускания РП для случая воздействия УВЧ передатчика, имеющего $B_T = 10$ кГц, на приемник с $B_R = 1000$ кГц, если оба РЭС работают на одной и той же частоте (т. е. $\Delta f = 0$), а полученное в результате АОП превышение помехой порога восприимчивости РП составляет +80 дБ.

Поскольку $B_R > B_T$, то вся излучаемая ИП мощность будет принята приемником. Следовательно, необходимость в ЧОП отпадает.

Если же принять, что полосы частот передатчика и приемника составляют $B_T = 1000$ кГц, а $B_R = 10$ кГц и, кроме того, передатчик излучает последовательность импульсов с частотой, например, $F_C = 1000$ с$^{-1}$, то

$$CF\ (\Delta f = 0) = 20 \lg (10/1000) = -40 \text{ дБ}.$$

Теперь с учетом ЧОП результирующий уровень помехи составит $+80 - 40 = 40$ дБ.

Помеха вне основного канала приемника ($\Delta f > (B_R + B_T)/2$). При этом возможны ситуации (см. рис. 2.6):

1) по основному каналу РП принимается побочное излучение ИП. Поправочный коэффициент можно рассчитать по формуле

$$CF_R\ (\Delta f')\ [\text{дБ}] = k \lg (B_R/B_T) + M\ (\Delta f'), \qquad (2.5)$$

где $M\ (\Delta f')$ — разница в уровнях мощности побочного и основного излучений ИП, дБ; $\Delta f'$ — разнос по частоте между этими излучениями;

2) основное излучение ИП принимается побочным каналом РП. Поправочный коэффициент для этого случая

$$CF_T\ (\Delta f')\ [\text{дБ}] = -S\ (\Delta f'), \qquad (2.6)$$

где $S\ (\Delta f')$ — разница в восприимчивости РП по побочному и основному каналу приема за счет избирательности, дБ.

Пример 2.4. Рассмотрим аналогичный предыдущему пример при следующих исходных данных: $B_T = 1$ МГц, $M\ (\Delta f') = -60$ дБ, $B_R = 10$ кГц, $S\ (\Delta f') = 90$ дБ.

Предположим, что передатчик излучает последовательность импульсов со скоростью 1 000 с$^{-1}$. В этом случае согласно (2.5) и (2.6)

$$CF_R\ (\Delta f') = k \lg (B_R/B_T) + M\ (\Delta f') = 20 \lg (10/1000) -$$
$$- 60 \text{ дБ} = -40 - 60 = -100 \text{ дБ},$$
$$CF_T\ (\Delta f') = -S\ (\Delta f') = -90 \text{ дБ}.$$

Выбирая наибольший поправочный коэффициент (—90 дБ), с учетом результатов АОП получим уровень, равный —10 дБ.

Детальная оценка помехи. Оставшиеся после АОП и ЧОП комбинации необходимо детально проанализировать. Операция ДОП включает в себя: 1) анализ влияния на уровень ЭМП времени работы РЭС, расстояния между ними и направленности антенн РП и ИП; 2) определение функции распределения вероятности для результирующего превышения помехой порога восприимчивости РП.

К наиболее существенным факторам, которые учитывают при ДОП, относятся: конкретные условия распространения радиоволн; поляризационное согласование; усиление антенн в ближней зоне; эффект многократного воздействия мешающего сигнала (накопление помехи); зависящие от времени эффекты (например, вращение антенн ИП и РП); распределение вероятностей превышения помехой порога восприимчивости РП.

2.3. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ, ОТОБРАЖАЮЩИЕ СТЕПЕНЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХИ

С практической точки зрения теоретические результаты оценки ЭМП удобно увязать с эксплуатационными характеристиками РП. При этом важно выбрать такие характеристики, которые легко определить экспериментально, что позволит постоянно контролировать уровень ЭМП. Как правило, этот выбор определяется многими факторами, и в первую очередь назначением системы. Из большого разнообразия используемых в настоящее время характеристик наиболее приемлемыми являются:

— показатель артикуляции — для радиотелефонных систем;

— частость ошибок или степень искажения кодовых комбинаций — для цифровых систем;

— разрешающая способность — для телевизионных систем и факсимиле;

— вероятность обнаружения, вероятность ложной тревоги — для радиолокационных систем;

— ошибка в определении координат (угла, расстояния, широты и долготы) — для навигационных систем.

Для оценки ЭМП следует использовать пороговые характеристики конкретной системы с учетом ее качественных показателей.

Определить необходимую рабочую характеристику для радиотелефонной системы оказывается довольно сложно, если сигнал случаен, а слышимость и разборчивость передачи от одного оператора к другому различна.

Одной из характеристик, используемых для функциональной связи с уровнем помехи, является показатель артикуляции AS. Он характеризует уровень разборчивости речи и представляет собою долю правильно принятых слов от их общего числа в передаче, %; его определяют экспериментально на передающем конце линии квалифицированные дикторы, а на приемном — слушатели с нормальным слухом.

В качестве источника сообщения могут служить магнитофонные записи. Процесс измерения показателя артикуляции заключается в следующем: диктор зачитывает определенный набор слов или слогов, которые затем передаются по линии связи, подверженной помехе, к слушателю. В зависимости от уровня и вида помехи изменяется разборчивость отдельных слов или слогов на приемном конце. Все это фиксируется слушателями. После сравнения переданных и принятых слов определяется показатель артикуляции. Результирующие экспериментальные данные затем могут быть переведены в соответствующие электрические характеристики системы (например, в отношение сигнал/помеха)[19].

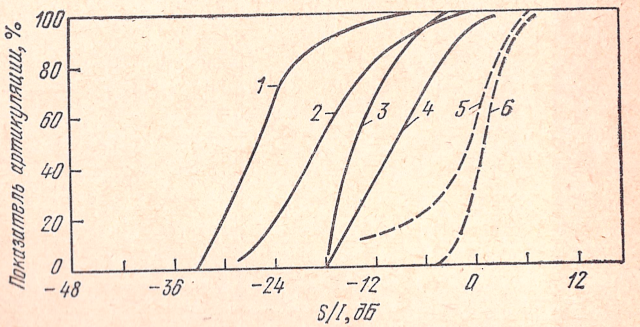


Рис. 2.7. Характеристики радиотелефонных систем с амплитудной модуляцией в присутствии амплитудно-модулированных помех различного вида.

— — — — частота несущей помехи на 1,4 кГц выше частоты несущей сигнала; ———— частоты несущих сигнала и помехи совпадают.
1 (*2*) — помеха от многоканального сигнала с ОБП для сигнала с ДБП (ОБП); *3* (*4*) — помеха от шума с ОБП для сигнала с ДБП (ОБП); *5* — помеха от многоканального сигнала; *6* — помеха от модулированного шума (Для поз. *5* и *6* модуляционные характеристики сигнала и помехи неизвестны. (*Прим. ред.*))

Зависимости между отношением сигнал/помеха и показателем артикуляции для различных комбинаций полезного сигнала и помехи представлены на рис. 2.7. Из рисунка видно, что переход от хорошего качества к плохому происходит довольно резко.

Другой характеристикой, также используемой для функциональной связи с уровнем помехи, является индекс артикуляции (AI). Под индексом артикуляции понимается эффект маскирующего действия шума (мешающего сигнала) на разборчивость речи. Порядок определения индекса артикуляции включает в себя следующее: деление спектра речевого сигнала на частотные интервалы таким образом, чтобы каждый из них давал одинаковый вклад в разборчивость речи; определение отношения сигнал/(помеха + шум) в каждом частотном интервале; определение степени вклада составляющих каждого частотного интервала в суммарное значение индекса артикуляции с учетом найденного отношения сигнал/(помеха + шум). Считается, что если отношение сигнал/(помеха + шум) в частотном интервале больше +18 дБ, то вклад составляющих на этих частотах в разборчивость речи максимален; если меньше —12 дБ, то вклад этих составляющих в разборчивость речи отсутствует вообще. Для отношений сигнал/(помеха + шум), лежащих в интервале —12 ... +18 дБ, вклад составляющих частотных интервалов в разборчивость речи определяется линейной интерполяцией между этими крайними точками[20].

Преимуществом индекса артикуляции перед показателем артикуляции являются более легкие методы измерения и расчета.

Следует отметить, что в ряде случаев существует функциональная связь между индексом и показателем артикуляции.

Системы передачи цифровой информации. Основной характеристикой при оценке показателей работы цифровых систем связи является вероятность ошибки. Возможны два типа ошибок: ложный прием (принятие помехи или шума за сигнал) и пропуск сигнала. Вероятности ложного приема P_{FA} и (или) пропуска P_{FD} сигнала могут быть определены на основании данных о плотности распределения вероятности для сигнала, помехи и шума (рис. 2.8).

Функция $IN\ (x)$ на рис. 2.8 соответствует плотности распределения вероятности смеси помехи и шума, а $SIN\ (x)$— смеси сигнала, помехи и шума. Блок решения работает следующим образом. Когда уровень принимаемого колебания превышает пороговый (T), выдается решение о наличии сигнала, в противном случае — решение об его отсутствии. Вероятность ложного приема P_{FA} соответствует вероятности превышения мгновенным значением смеси помеха + шум порогового уровня блока решения, а вероятность пропуска — вероятности того, что мгновенное значение смеси сигнал + помеха + шум меньше этого уровня. Вероятность правильного приема P_{CD} соответствует вероятности превышения смеси сигнал + шум + помеха порогового уровня.

Более современные системы передачи цифровой информации, как правило, работают при постоянном уровне сигнала. Бинарные системы проектируют обычно таким образом, чтобы вероятности приема нуля и единицы двоичного кода были равны, а результаты ошибки были в любом случае одинаковы. Это значительно упрощает проектирование и анализ.

Сбор статистических данных, характеризующих вероятность ошибки в цифровой системе, является достаточно сложным процессом. Чтобы оценить характеристики цифрового модема кроме статистических данных для отношения сигнал/шум необходимо определить статистические свойства помехи и параметры канала с замираниями. Для таких систем характерно резкое увеличение вероятности ошибки с уменьшением входного отношения сигнал/шум[21].

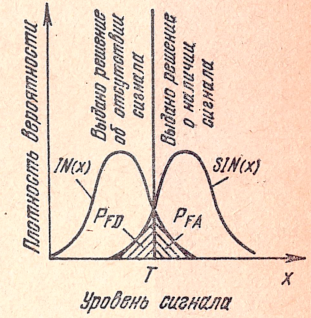


Рис. 2.8. Процесс принятия решения в системе передачи бинарной информации (T — пороговая точка).

Системы передачи сигналов изображения. Воздействие помехи при приеме сигналов изображения приводит к ухудшению качества изображения или срыву синхронизации.

Визуально помеха в зависимости от ее вида может появиться на экране электронно-лучевой трубки в виде точек, линий, полос и т. д. (рис. 2.9). Следует подчеркнуть, что ТВ приемники, особенно приемники цветного изображения, восприимчивы к помехам. Так, например, при воздействии на ТВ приемник импульсной помехи, источником которой может быть РЛС, отношение сигнал/помеха на входе приемника во избежание значительного ухудшения изображения должно быть не менее 15 дБ.

РЛС наблюдения. В США в настоящее время функционирует свыше 12 000 РЛС высокой мощности. В будущем предполагается значительное увеличение их. Многие из них находятся в непосредственной близости друг от друга. Такое расположение, как правило, характерно для аэропортов, военных баз и площадок для запуска ракет. Большая плотность этих РЛС приводит к перегрузке отведенного данной службе диапазона частот и появлению помех между отдельными системами.

Импульсная помеха (или помеха от других РЛС) вызывает появление на экране индикатора мешающих сигналов в виде точек и спиралей, которые обычно непрерывно перемещаются и могут перекрывать значительную часть экрана индикатора, затрудняя обнаружение цели. Такая помеха быстро утомляет оператора, что ведет к снижению эффективности использования системы. Попадание же сигнала цели в сектор индикатора, подверженный помехе, может привести к задержке обнаружения, а слишком большая помеха — к фиксированию ложной цели.

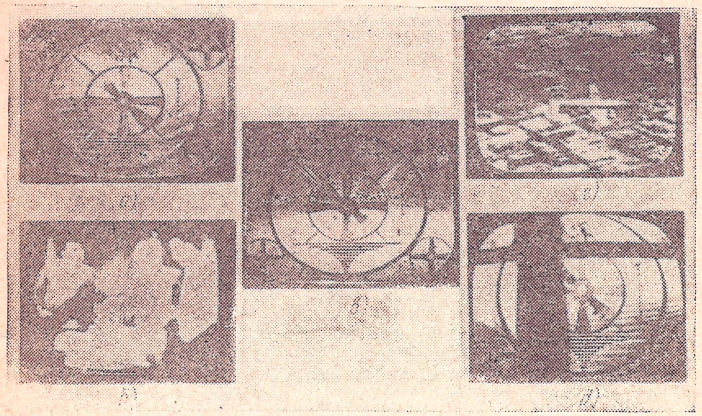


Рис. 2.9. Помехи на ТВ изображении:

а — от двигателя внутреннего сгорания; *б* — от сдвоенного изображения; *в* — от аппаратуры диатермии; *г* — от ВЧ устройств; *д* — от устройства, работающего в совмещенном частотном канале.

Критерий качества, с помощью которого обычно оценивают этот вид помехи в РЛС наблюдения, характеризуется условиями индикации.

Результаты проявления импульсной помехи на экране индикатора кругового обзора (ИКО) можно подразделить на пять видов (условий) (рис. 2.10).

Влияние немодулированной синусоидальной помехи на РЛС не так заметно, как помехи импульсной, однако его необходимо обязательно учитывать. Импульсная РЛС, ра-

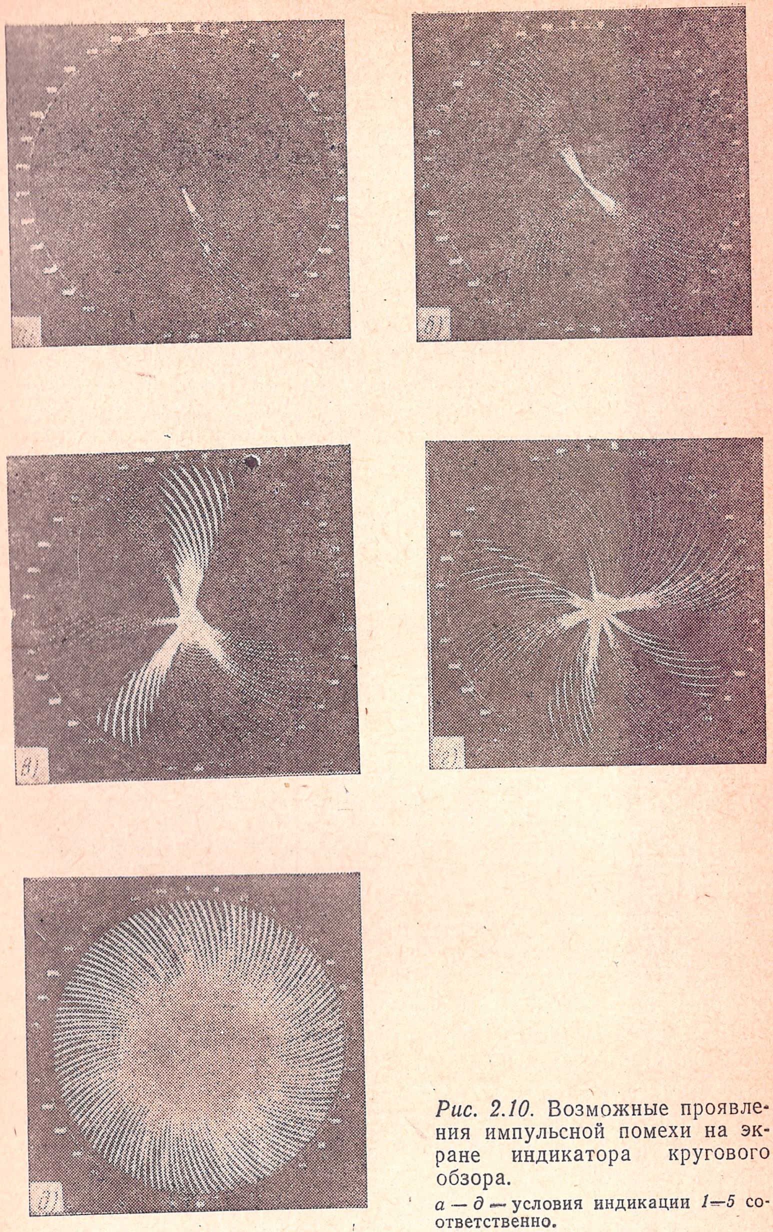


Рис. 2.10. Возможные проявления импульсной помехи на экране индикатора кругового обзора.

а — *д* — условия индикации 1—5 соответственно.

ботая вблизи передатчика немодулированных колебаний, может оказаться неработоспособной, если уровень выходной мощности передатчика окажется достаточным для засветки экрана индикатора. Иногда экран может засвечиваться под воздействием проникающих излучений собственного передатчика. Некоторые индикаторы оказываются неработоспособными при мощности немодулированной помехи порядка 20 мВт. Следует отметить, что, даже если мощность немодулированной помехи недостаточна для засветки экрана, чувствительность индикатора при этом все-таки несколько ухудшается.

Воздействие немодулированной помехи на смеситель РЛС (кристаллический) приводит к нарушению его нормальной работы: изменяется уровень шума, эффективность преобразования и уменьшается максимальный рабочий диапазон характеристики преобразования. Помеха большого уровня может сместить рабочие точки на характеристиках смесителя и каскада УПЧ и существенно ухудшить чувствительность приемника. Другим эффектом воздействия немодулированной помехи является захват системы АПЧ (в результате чего приемник РЛС синхронизируется ложным сигналом).

РЛС слежения. Основной функцией этих РЛС является получение непрерывной и точной информации о положении цели. Наряду с этим многие РЛС слежения выполняют также функции поиска и обнаружения до захвата цели. РЛС может быть подвержена помехе во время выполнения ею любой из этих функций, однако помеха является наиболее опасной для работы РЛС в режиме поиска и (или) обнаружения. После захвата цели, т. е. в процессе слежения, следящие цепи РЛС позволяют обеспечить более высокую степень защиты от помехи.

В процессе выполнения РЛС функции поиска импульсная помеха может заставить оператора кратковременно фиксировать внимание на ложных целях (т. е. на помехе). Эти остановки снижают реальное время поиска цели, что приводит к уменьшению как вероятности обнаружения цели, так и эквивалентной дальности действия. Критерием качества для этого режима работы является вероятность обнаружения, которая зависит от дальности, скорости, размеров цели и других параметров. Для оценки ЭМП ухудшение качества слежения РЛС может быть представлено как уменьшение вероятности осуществления слежения при максимальной дальности до конкретной цели или уменьшения

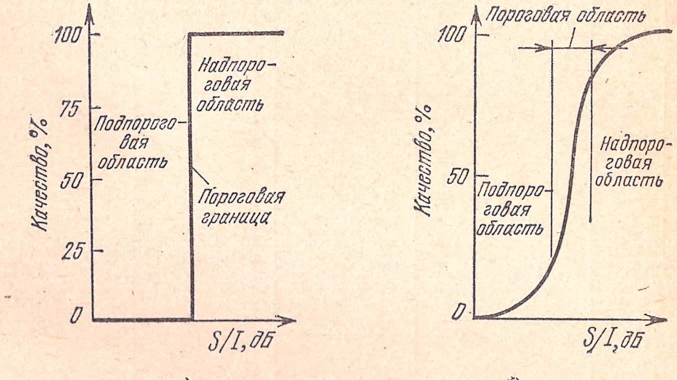
дальности для данной вероятности обнаружения и конкретной цели.

В некоторых РЛС потеря нескольких секунд при обнаружении в захвате истинной цели может привести к ошибочному решению. Критериями качества для этого режима работы РЛС слежения являются время обнаружения и захвата цели[22].

Системы навигации. В табл. 2.2[*] в качестве примера представлены характеристики ряда широко распространенных систем навигации. Эти системы призваны выполнять две основные функции: правильно опознавать нужную станцию и получать от нее необходимую навигационную информацию.

Воздействие помехи на радионавигационные системы может привести к неправильному опознаванию станции или к ошибкам в данных по навигации[23].

Пороговые характеристики РЭС. Модель порога представлена на рис. 2.11. Следует отметить, что в некоторых системах перепад рабочей характеристики в области порога достаточно крутой (см., например, рис. 2.7), и в таком случае анализ явлений с использованием модели идеального порога дает результаты, близкие к реальным.



а) б)

Рис. 2.11. Пороговая характеристика:
а — идеальная, *б* — реальная.

Для использования пороговой характеристики при оценке ЭМП уровни полезного сигнала и помехи следует всегда

---

[*] Подробнее см. Раудсон М. В. Бортовая аппаратура РНС Лоран — «Зарубежная радиоэлектроника», 1976, № 3. (*Прим. ред.*)

Таблица 2.2

Тип системы радионавигации	Диапазон, кГц	Дальность действия, км	Ошибка			Примечание
			в определении положения	аппаратурная	системная	
Радиопеленгатор наземный ОВЧ/УВЧ	Несколько диапазонов	370	1°	1°	2°	Одна из старых радионавигационных систем; в настоящее время используется для дублирования
самолетный СЧ	То же	370	5°	2°	Меняется	
Четырехкурсовый НЧ маяк	200—400	370	1°	2°	Меняется	Устаревшая система; заменена всенаправленным маяком ОВЧ
Маркерный маяк	$75 \cdot 10^3$	370	Нет данных	90 м	90 м	Широко используется в США в качестве контрольного в установках слепой посадки
Всенаправленный маяк ОВЧ	$(108—118) \times \times 10^3$	370	3°	1°	3,5°	Приемник НЧ маяка, принят международным стандартом
Декка	70—130	370	Нет данных	6 м	15—3000 м	Фазовая гиперболическая система дальней радионавигации
Наземный радиолокатор	$(1\,250—10\,000) \cdot 10^3$	370	То же	1°, 300 м	1°, 300 м	Широко применяется
Лоран А	$2 \cdot 10^3$	1110	То же	450 м	450 м	Пригоден для больших дальностей
Радионавигационная система Такан	$(960—1215) \cdot 10^3$	370	2°	60—600 м, 0,5°	600 м, 2°	Пеленг на коротких расстояниях в военных целях и дальномерная система
Лоран С	100	2220	Нет данных	30 м	30—360 м	Аналогична системе Лоран А, но с большими дальностью действия и точностью
Омега	10—14	14 800	То же	150 м	1500 м	Гиперболическая система с большой дальностью действия, меньшей точностью, чем у системы Лоран С

приводить к какой-либо одной точке тракта приемника: входу по ВЧ, входу по ПЧ, входу или выходу детектора.

Экспериментальные и теоретические данные о пороговом уровне по входу детектора для различных комбинаций типов модуляции полезного сигнала и помехи представлены в табл. 2.3*). Если в приемнике после детектора имеются цепи защиты от помех, то их влияние необходимо обязательно учитывать.

Пример 2.5. Проанализируем, какая точка на характеристике будет рабочей для самолетного УВЧ АМ приемника радиотелефонных сигналов, предназначенного для связи между диспетчерами аэропорта и пилотами самолетов. Помеха создается передатчиком аналогичной службы, но удаленным от передатчика полезного сигнала на расстояние примерно 640 км. Ширина полосы полезного АМ сигнала (*А3*) $\Delta f = 6$ кГц, глубина амплитудной модуляции $m_s = 50\%$, уровень полезного сигнала (S) на входе приемника по крайней мере на 20 дБ превышает собственный шум приемника ($N = -110$ дБм) для расстояний, доходящих до 160 км от передатчика, а уровень превышения мешающим сигналом (I) собственного шума приемника в пределах зоны радиусом 160 км вокруг передатчика полезного сигнала меняется от 7 до 12 дБ.

Отношение сигнал/помеха на входе детектора можно определить на основании уже известных уровней полезного и мешающего сигналов:

$$S/N = +20 \text{ дБ и } I/N = +7 \ldots 12 \text{ дБ},$$

тогда

$$(S/I)_{\min} = S/N - (I/N)_{\max} = 20 - 12 = 8 \text{ дБ},$$

$$(S/I)_{\max} = S/N - (I/N)_{\min} = 20 - 7 = 13 \text{ дБ}.$$

Поскольку согласно табл. 2.3 для указанного типа модуляции пороговый уровень $(S/I) = -1$ дБ, то УВЧ АМ приемник будет все время работать в режиме, соответствующем надпороговой области.

Качественные характеристики радиотелефонных систем. Экспериментальные зависимости, приведенные на рис. 2.12, построены для случая совпадения частот полезного и мешающих сигналов. Отличие кривых, относящихся к одной и той же помехе, можно объяснить влиянием различных нестабильностей при проведении эксперимента.

Как видно из рис. 2.13, зависимости индекса артикуляции от отношения сигнал/помеха и сигнал/шум в радиотелефонных системах для различных типов помехи примерно одинаковы. Исключение составляет синусоидальная помеха, ко-

---

*) Данные в табл. 2.3 следует считать ориентировочными. Принятые в ней обозначения модуляции сигнала и помехи соответствуют «Регламенту радиосвязи». М., «Связь», 1975. (*Прим. ред.*)

Таблица 2.3

Тип модуляции полезного сигнала	Пороговый уровень [дБ] для мешающего сигнала с модуляцией типа																
	A1	*A2*	*A3*	*A3B*	*A3J*	*A4*	*A5C*	*A9*	*F1*	*F2*	*F3*	*F4*	*F9*	*P0*	*P9E*	*P9F*	*P9G*	*P9*
A1	8	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	8	7	8	7	7
A2	9	6	0	11	7	6	11	11	5	6	6	11	11	9	6	6	9	6
A3	—23	—13	—1	4	0	—13	0	2	—23	0	0	0	2	—23	—13	—13	—23	—13
A3B	—36	—24	—7	—7	—7	—24	3	3	—36	—7	—7	—7	3	—36	—24	—24	—36	—24
A3J	—36	—24	—7	—7	—7	—24	3	3	—36	—7	—7	—7	3	—36	—24	—24	—36	—24
A4	10	10	5	12	8	10	12	10	10	10	10	10	12	10	10	10	10	10
A5C	41	41	36	45	41	41	45	41	41	41	41	41	45	26	41	41	41	41
A9	10	10	5	12	8	12	8	10	10	8	8	8	10	10	10	10	10	10
F1	6	—6	—12	16	16	—6	16	16	6	—6	—6	—6	16	6	—6	—6	6	—6
F2	6	16	16	16	16	16	16	16	6	16	16	16	16	6	16	16	6	16
F3	0	3	3	2	2	3	2	3	0	3	3	3	2	0	0	0	0	0
F4	12	12	10	10	10	10	10	12	12	12	12	12	10	0	12	12	12	12
F9	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
P0	5	7	7	10	10	7	7	7	7	7	7	7	7	10	10	10	10	5
P9E	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18
P9F	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18
P9G	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18
P9	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13

торая не так сильно, как все остальные виды помех, влияет на показатель артикуляции.

Заметим, что в основу расчета характеристики радиотелефонной системы может быть положена ее зависимость от отношения сигнал/(помеха + шум) в полосе пропускания сигнала.

Определение отношения сигнал/(помеха + шум). Вначале определяются отношения помеха/шум (I/N) и сигнал/шум

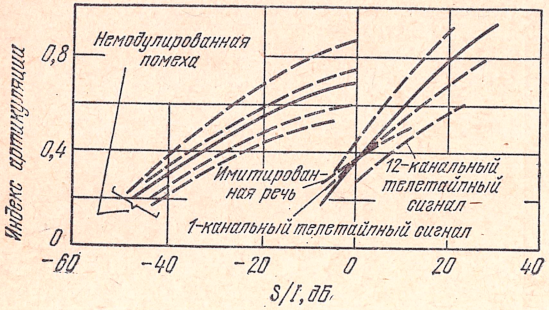


Рис. 2.12. Зависимости индекса артикуляции от отношения сигнал/помеха для различных типов помех (——— усредненные зависимости).

(S/N) на входе детектора. С помощью рис. 2.14 находится отношение $(I+N)/N$ и затем с помощью уравнения $S/(I+N)[\text{дБ}] = S/N\ [\text{дБ}] - (I+N)/N\ [\text{дБ}]$ находится искомое отношение. Заметим, что при $(I/N) > 10$ дБ можно считать $(I+N)/N \approx I/N$.

Пример 2.6. Рассмотрим радиотелефонный приемник ОВЧ наземной подвижной службы, предназначенный для работы в пределах зоны действия передающей станции (радиус 80 км). Допустим, что уровень полезного сигнала по крайней мере на 10 дБ превышает уровень шума приемника (т. е. $S/N > 10$ дБ) в пределах рабочей зоны передатчика. Далее положим, что результаты оценки ЭМП указали на два мешающих сигнала — от передатчика РЛС наблюдения и от ТВ передатчика ОВЧ. Определим качественные характеристики приемника при воздействии этих помех.

Помеха от РЛС наблюдения. Допустим, что РЛС излучает импульсный сигнал с частотой повторения 400 имп/с и что по результатам оценки ЭМП средний уровень мешающего сигнала в полосе приемника оказался на 10 дБ выше уровня шума приемника ($I/N = 10$ дБ).

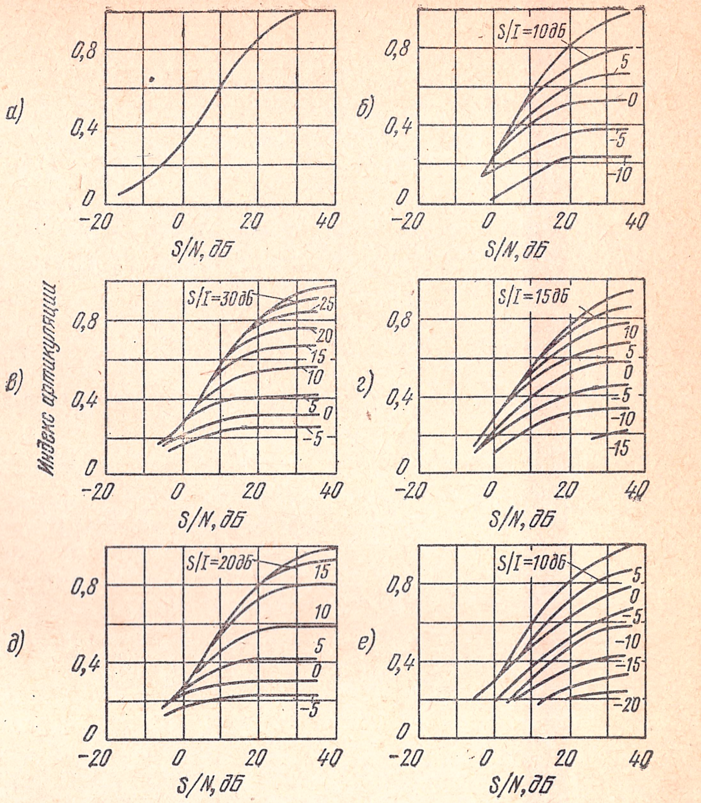


Рис. 2.13. Показатели качества радиотелефонной системы при различных помехах:

а — белый шум; *б* — белый шум и имитированная речь; *в* — белый шум и 12-канальный уплотненный сигнал; *г* — белый шум и 1-канальный уплотненный сигнал; *д* — белый шум и импульсы с частотой 200 имп./с; *е* — белый шум и синусоидальный сигнал частотой 500 Гц.

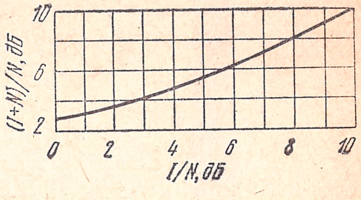


Рис. 2.14. Соотношение между величинами (помеха+ +шум)/шум и помеха/шум

При $I/N = 10$ дБ шумом приемника можно пренебречь и отношение сигнал/(помеха + шум) составляет

$$\frac{S}{I+N} = \frac{S}{N} - \frac{I+N}{N} = 10-10=0 \text{дБ}.$$

Согласно рис. 2.13 индекс артикуляции при таком уровне помехи оказывается равным примерно 0,3, что соответствует плохому качеству приема.

Помеха от ТВ передатчика. Допустим, что помеха от ТВ передатчика определяется отношением $I/N = 5$ дБ.
При этом согласно рис. 2.14 отношение $(I + N)/N \approx 6$ дБ. Следовательно,

$$\frac{S}{I+N} = \frac{S}{N} - \frac{I+N}{N} = 10-6=4 \text{дБ}.$$

Индекс артикуляции для этого случая (см. рис. 2.13) составит примерно 0,4, что соответствует посредственному качеству приема.

Качественные характеристики цифровых систем связи. Как показывает практика, при определении качественных показателей цифровых систем связи эффект воздействия многих видов помех может быть (с некоторым приближением) приравнен к воздействию белого шума (рис. 2.15).

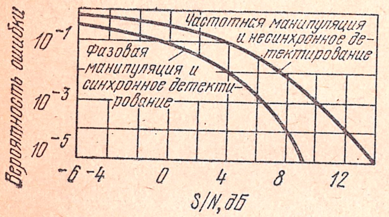


Рис. 2.15. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для цифровых систем связи.

Качественные характеристики систем передачи изображения. Точно оценить влияние помех на характеристики систем передачи изображения сложно, поскольку такая оценка отчасти субъективна. Ее получают на основе статистических измерений с привлечением большого числа наблюдателей. Одним из приемов при оценке влияния помехи на качество телевизионного изображения является использование многоградационных шкал. Так, например, шестибалльная шкала для оценки качества включает в себя следующие градации: 1 — превосходно, 2 — хорошо, 3 — удовлетворительно, 4 — допустимо, 5 — плохо, 6 — очень плохо (рис. 2.16).

В исследованиях, результатом которых явились графики рис. 2.16, принимало участие около 200 наблюдателей; было проанализировано примерно 38 000 оценок как для цветных, так и для черно-белых изображений, подверженных различной степени воздействия помехи.

В табл. 2.4 представлены защитные отношения, требуемые для удовлетворительного (или лучшего) качества ТВ изображения по оценке 50% наблюдателей при ТВ помехе.

Таблица 2.4

Расстройка частот несущих полезного и мешающего сигналов, Гц	604	9985	10 010	19 995	20 020
Требуемое защитное отношение, дБ	41	24	17	29	17

При случайной шумовой помехе отношение сигнал/помеха (защитное отношение), требуемое для удовлетворительного качества изображения (по оценке 50% наблюдателей), оказалось равным +27 дБ (отношение среднеквадратических значений сигнала и шума в полосе 6 МГц)[24].

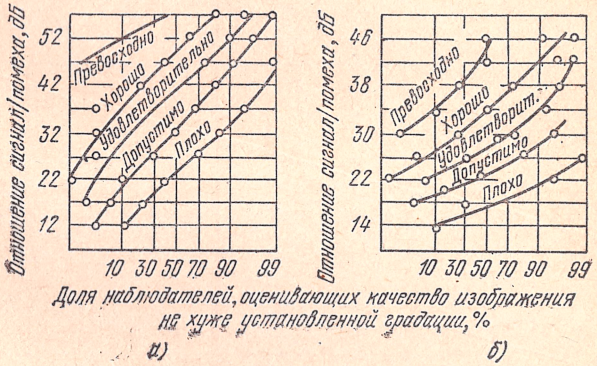


Рис. 2.16. Защитные отношения при воздействии на ТВ сигнал: ТВ сигнала (расстройка несущих частот составляет 604 Гц (*а*) и случайного шума (*б*).

Качественные характеристики РЛС. Основной метод определения качественных показателей радиолокационных систем заключается в анализе воздействия помехи на особо важные функциональные узлы приемника (рис. 2.17). Как правило, при анализе влияния помехи на приемник РЛС необходимо учитывать снижение чувствительности из-за насыщения по промежуточной частоте (ПЧ) и непосредственное появление помехи на выходе приемника. Рассмотрим методику определения этих показателей при воздействии на РЛС импульсной и немодулированной гармонической помехи.

Воздействие импульсной помехи. Качественные характеристики РЛС наблюдения при воздействии импульсной помехи определяются условиями индикации или наблюдения (что соответствует видам помехи рис. 2.10).

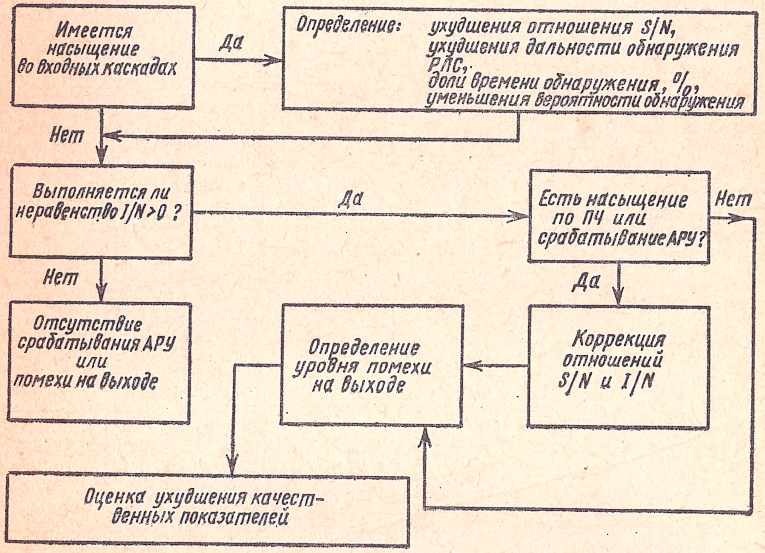

Имеется насыщение во входных каскадах
Да
Определение: ухудшения отношения S/N, ухудшения дальности обнаружения РЛС, доли времени обнаружения, %, уменьшения вероятности обнаружения
Нет
Выполняется ли неравенство I/N>0 ?
Да
Есть насыщение по ПЧ или срабатывание АРУ?
Нет
Нет
Да
Отсутствие срабатывания АРУ или помехи на выходе
Определение уровня помехи на выходе
Коррекция отношений S/N и I/N
Оценка ухудшения качественных показателей

Рис. 2.17. Структурная схема для анализа характеристики качества работы РЛС в условиях помех.

Для определения можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$0 \leqslant z \leqslant 3{,}7, \quad 3{,}8 \leqslant z \leqslant 9{,}4, \quad 9{,}5 \leqslant z \leqslant 14{,}7,$$
$$14{,}8 \leqslant z \leqslant 25{,}2, \quad 25{,}3 \leqslant z \leqslant \infty,$$

где z — числовой коэффициент, определяемый соотношением

$$z = 10^{-4} \sum_{i=1}^{4} z_i, \text{ а } z_i = 20Q_{20} + \sum_{P_i} [Q_i (P_i - P_{mds})],$$

Q_{20} — число импульсов (за один период обзора) с уровнем, превышающим $(P_{mds} + 20)$ дБм; P_{mds} — минимально различимый уровень сигнала, дБм; Q_i — число импульсов (за один период обзора) с уровнем P_i $(P_{mds} \leqslant P_i \leqslant P_{mds} + 20)$.

Если уровень импульсов мешающего сигнала (или большей их части) оказывается по крайней мере на 20 дБ выше минимально различимого уровня сигнала, то для определения условий индикации можно воспользоваться данными рис. 2.18.

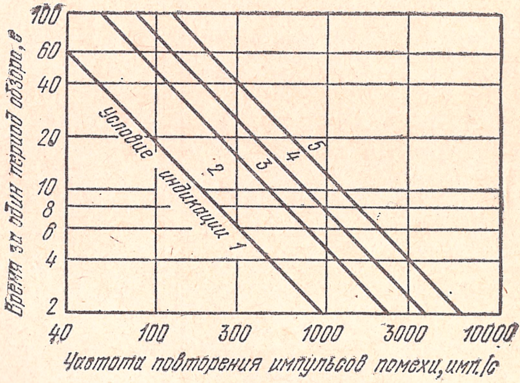


Рис. 2.18. К определению условий индикации на экране ИКО.

Пример 2.7. Определим условия индикации для случая взаимодействия двух РЛС наблюдения, находящихся в аэропорте и расположенных в пределах прямой видимости на расстоянии 16 км друг от друга, если их рабочие частоты равны 1280 и 1300 МГц соответственно, а остальные параметры одинаковы и составляют:

- пиковая мощность передатчика $P_T(f_{0T}) = 1$ МВт (+90 дБм);
- чувствительность приемника $P_R(f_{0R}) = -90$ дБм;
- длительность импульсов 2 мкс;
- частота повторения импульсов 360 имп./с;
- коэффициент усиления антенны $G = 35$ дБ;
- скорость сканирования (обзора) 6 об./мин (10 с на один период обзора).

Вначале рассчитаем уровень помехи в предположении о совпадении частот обоих РЛС. Для этого положим, что среднее усиление антенны за пределами главного лепестка ДН составляет $G_T = -10$ дБ, а СКО коэффициента усиления антенны $\sigma = 14$ дБ. Учитывая это, из (2.3) получаем

$$IM = P_T(f_{0T}) + G_{TR} - L + G_{RT} - P_R(f_{0R}) = +51 \text{дБ}.$$

Затем необходимо ввести поправку, учитывающую разнос рабочих частот передатчика и приемника. Если предположить, что для заданных длительности импульсов и разносе частот несущих передатчиков (20 МГц) поправочный коэффициент составит —40 дБ*), то уровень превышения помехой порога чувствительности приемника РЛС

$$IM_{\text{ЧОП}} = 51 - 40 = 11 \text{ дБ}.$$

СКО с учетом вращения антенн

$$\sigma_D = \sqrt{\sigma^2_{G_T} + \sigma^2_{G_R}} = \sqrt{14^2 + 14^2} = 20 \text{дБ}.$$

Полученные данные соответствуют результирующему значению $IM > 0$ дБ примерно для 70% времени работы РЛС. Это означает, что примерно 250 имп. / с (от мешающей РЛС) превышают по уровню чувствительность приемника. При заданной длительности периода обзора (10 с) это значение согласно рис. 2.18 будет соответствовать второму условию индикации.

Время, необходимое для обнаружения цели в присутствии помехи, можно рассчитать как

$$t_s = (\theta/\omega_s)(1 + MT),$$

где t_s — среднее время, необходимое для обследования углового сектора, с; θ — полный угол поиска РЛС, угл. град; ω_s — угловая скорость обзора, угл. град/с; M — среднее число мешающих импульсов, принятых РЛС, имп./с; T — время работы РЛС в режиме обнаружения.

Некоторые источники помех увеличивают время обнаружения цели примерно на $MT\theta/\omega_s$.

Результаты экспериментальных исследований показали, что воздействие на РЛС слежения большого числа импульсных источников помех близко по своей природе к воздействию флуктуационного шума. Это позволяет оценивать одновременное воздействие большого числа импульсных помех через отношение сигнал/шум или чувствительность приемника.

Воздействие немодулированной непрерывной помехи на РЛС наблюдения приводит к ухудшению чувствительности к сигналу в трактах ВЧ и ПЧ. Это ухудшение может быть выражено непосредственно через уменьшение максимальной дальности действия РЛС. Уменьшение дальности обнаружения цели из-за ухудшения чувствительности приемника (рис. 2.19) можно определить как

$$\text{коэффициент уменьшения дальности} = 10^{\frac{\text{Ухудшение чувствительности, дБ}}{40}}.$$

---

*) В Гл. 3 будут приведены методы расчета поправочного коэффициента, учитывающего форму и длительность импульса, а также частотную расстройку между ИП и РП. (*Прим. ред.*)

Пример 2.8. Определим уменьшение дальности действия РЛС наблюдения, предназначенной для работы в L-диапазоне ($f = 1$ ГГц) с дальностью 160 км, если она находится вблизи (на расстоянии 0,16 км) передатчика непрерывных немодулированных колебаний мощностью 1 кВт, работающего в той же полосе, используемого для сопровождения ракет. Положим, что главный лепесток ДН антенны ИП (максимальное усиление +30 дБ) попадает в область боковых и заднего лепестков ДН антенны РЛС. Усиление боковых и заднего лепестков ДН антенны РЛС будем считать одинаковым $G = -10$ дБ.

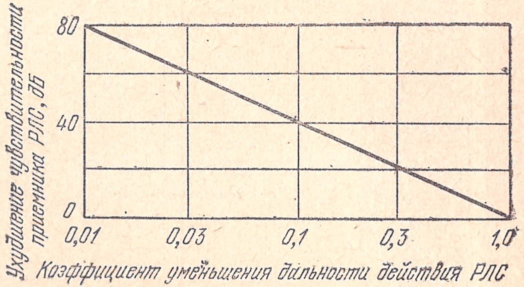


Рис. 2.19. Зависимость коэффициента уменьшения дальности действия РЛС от ухудшения чувствительности приемника.

Мощность помехи на входе приемника РЛС

$$P_A = P_T + G_{TR} - L + G_{RT} = 60 + 30 - 77 - 10 = 3 \text{ дБм}.$$

Положим, что при этом чувствительность приемника РЛС ухудшается на 10 дБ*). Согласно рис. 2.19 это соответствует уменьшению дальности действия РЛС примерно до 0,55 от максимальной величины. Таким образом, дальность действия РЛС уменьшится со 160 до 88 км.

Глава 3

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ ПРОГНОЗА ЭМП

3.1. ИЗЛУЧЕНИЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Для прогноза ЭМП необходимо знать параметры как основных, так и неосновных излучений передатчиков. В общем случае в спектре излучения передатчика можно выделить основное излучение, излучение на гармониках, на

---

*) В гл. 4 будут даны методы оценки ухудшения чувствительности приемника из-за воздействия ЭМП. (*Прим. ред.*)

частотах, не являющихся гармониками основной частоты, и широкополосный шум (рис. 3.1).

При прогнозе помех излучения передатчиков обычно считают дискретными. Однако в действительности мощность

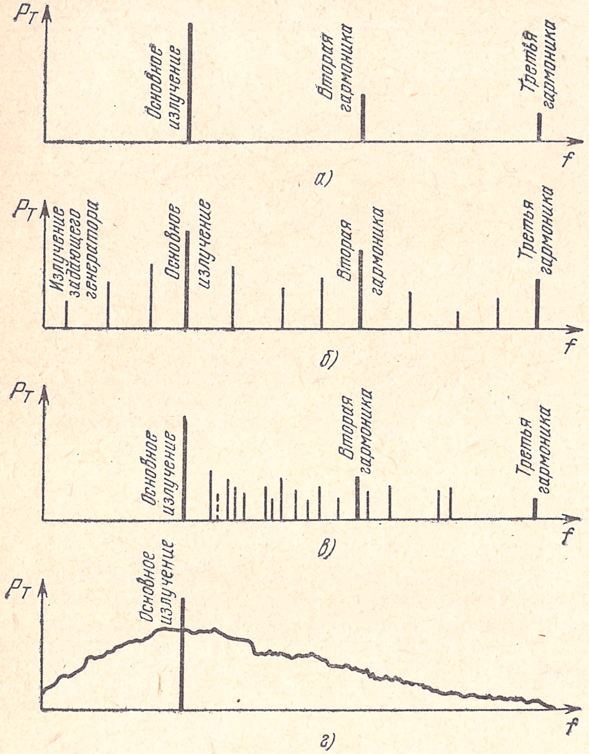


Рис. 3.1. Типичные спектры радиопередатчиков:

а — основное излучение и излучение на гармониках; *б* — излучение задающего генератора, основное излучение и излучения на гармониках; *в* — основное излучение, побочное излучение на гармониках и на частотах, не являющихся гармониками основной частоты; *г* — широкополосное шумовое излучение.

каждого излучения распределена в определенной полосе частот. Более того, широкополосный шум, обусловленный в основном тепловым шумом мощных выходных каскадов передатчика[25]), модулирует полезное излучение передатчика, в том числе его дискретные составляющие, если они существуют (рис. 3.2).

Основное излучение. Информация о выходной мощности передатчика, необходимая для АОП, обычна известна. Поскольку на практике уровни мощности отдельно взятого передатчика одного и того же типа имеют разброс*), для прогноза помех рекомендуется использовать статистическое распределение мощности излучения.

Когда частоты несущих передатчика могут изменяться, ЧОП необходима для каждой такой частоты. Для ЧОП необходимо знать относительную мощность боковых полос,

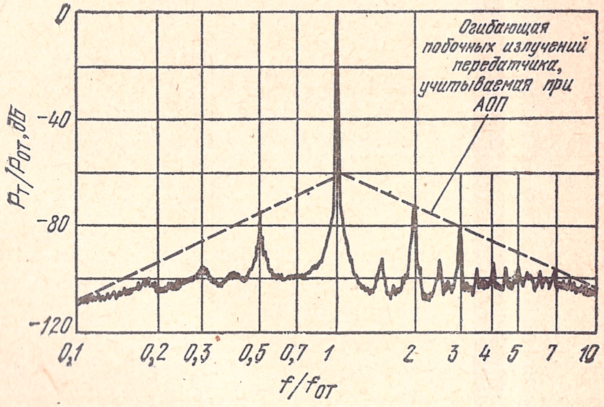


Рис. 3.2. Спектр выходного сигнала передатчика, состоящий из дискретных и широкополосных шумовых излучений.

обусловленных как полезной модуляцией несущей, так и нелинейностью передатчика. Для представления относительных уровней мощности боковых полос (по отношению к мощности несущей) используются графики огибающих этих спектров (см. § 3.3).

Излучение на гармониках. К ним относятся излучения на гармониках как основной частоты, так и частот колебаний, используемых для генерирования на основной частоте (например, частот задающего генератора или кварцевого генератора синхроимпульсов)[26]). Уровни излучения на гармониках передатчиками одного и того же типа имеют значительный разброс. Поэтому их следует определять статистически. Для этого измеряют спектр излучения передатчика

---

*) Имеется в виду изменение уровня излучаемой мощности как во времени для одного и того же передатчика, так и для множества однотипных. (*Прим ред.*)

(например, в соответствии с военным стандартом США MIL-STD-449 D). Информация об уровнях излучений на гармониках может быть также получена из технических условий на передатчик или по обобщенным статистическим данным (см. ниже).

Поскольку мощности излучений на гармониках, как и мощность основного излучения, распределены в некоторой полосе частот, необходимо определять мощности излучений в соответствующей полосе частот. При этом можно использовать данные об огибающих спектров аналогично данным для основного излучения.

Побочные излучения на частотах, не являющихся гармониками. Некоторые импульсные передатчики (например, магнетронные с большой пиковой мощностью) генерируют излучения, не являющиеся гармониками основной частоты (или частоты, используемой для ее генерирования). Частоты этих излучений изменяются случайно, поэтому говорить о какой-то конкретной полосе частот можно лишь с некоторой вероятностью. Уровень выходной мощности и огибающие спектров этого излучения можно описать так же, как и для излучений на гармониках[27].

Широкополосный шум. Уровень шума передатчиков, за исключением передатчиков с мощностью более 1 кВт, как правило, меньше уровней других мешающих сигналов[28].

Кроме перечисленных имеется еще ряд параметров передатчиков, которые следует учитывать при прогнозе ЭМП. К ним например, относится уровень продуктов взаимной модуляции.

3.2. МОДЕЛИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ ДЛЯ АОП

Мощность основного излучения. Основное излучение передатчика имеет наибольшую мощность, потому оно является наиболее важной потенциальной причиной помех. Одной из характеристик основного излучения является разброс уровней мощности передатчиков одного и того же типа. Хотя этот разброс мал по сравнению с разбросом других параметров передатчика, используемых для прогноза ЭМП, в ряде случаев его также следует учитывать.

На рис. 3.3 в качестве примера приведены гистограммы распределения мощности основных излучений четырех различных типов передатчиков. Для расчетов принимают, что

закон распределения мощности основного излучения, выраженной в децибелах, является нормальным. Параметры этого распределения — среднее значение мощности P_i (f_{0T}) и СКО σ_T (f_{0T}) для некоторых случаев будут даны далее. Если отсутствуют более точные данные (что обычно бывает на практике), считают, что мощность основного излучения передатчика распределена по нормальному закону со средним значением, соответствующим номинальной выходной мощности передатчика, и $\sigma_T = 2$ дБ.

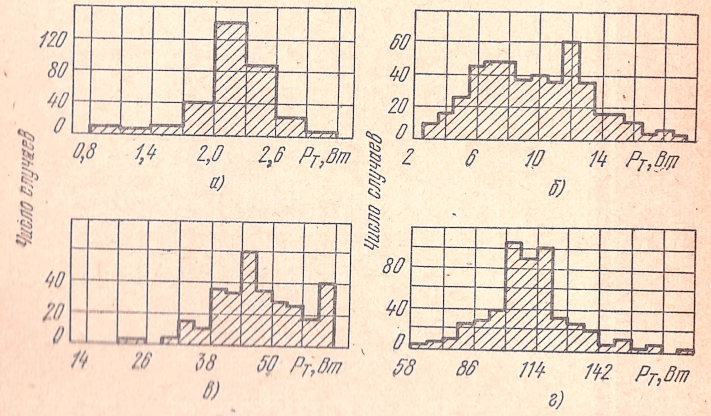


Рис. 3.3. Гистограммы распределений мощностей основных излучений некоторых передатчиков:

а) 298 измерений, 21 передатчик типа AN/PRC-25, $P_{T\,\mathrm{nom}} = 2$ Вт, $f_{0T} = 31{,}15 \dots 51{,}8$ МГц;

б) 442 измерения, 27 передатчиков типа AN/ARC-44, $P_{T\,\mathrm{nom}} = 8$ Вт, $f_{0T} = 24{,}0 \dots 51{,}9$ МГц;

в) 323 измерения, 39 передатчиков типа AN/VRC-12 (RT-524), $P_{T\,\mathrm{nom}} = 35$ Вт, $f_{0T} = 30{,}0 \dots 52{,}95$ МГц;

г) 484 измерения, 41 передатчик типа T-195/GRC-19, $P_{T\,\mathrm{nom}} = 10$ Вт, $f_{0T} = 1{,}6 \dots 11{,}25$ МГц.

Пример 3.1. Пусть номинальная выходная мощность УКВ передатчика, используемого для подвижной наземной связи, $P_{0T} = 8$ Вт (39 дБм), а ее распределение соответствует рис. 3.3, *б*.

Из рис. 3.4 можно сделать следующие выводы: 1) вероятность увеличения мощности основного излучения больше чем на +3 дБ (т. е. до 16 Вт или 42 дБм), равна примерно 7%; 2) вероятность того, что мощность основного излучения не уменьшается больше чем на —3 дБ (т. е. сохраняется большей 4 Вт или 36 дБм), равна примерно 93%; 3) с помощью данного графика можно найти вероятности превышения любых других уровней мощности.

График, подобный приведенному на рис. 3.4, может быть построен применительно к любому передатчику, для которого нет более точных данных.

Величины $P_T(f_{0T})$ и $\sigma_T(f_{0T})$ можно рассчитать на основе экспериментальных данных о распределении мощности основного излучения нескольких передатчиков одного и того же типа на различных частотах настройки (общее число измерений равно n):

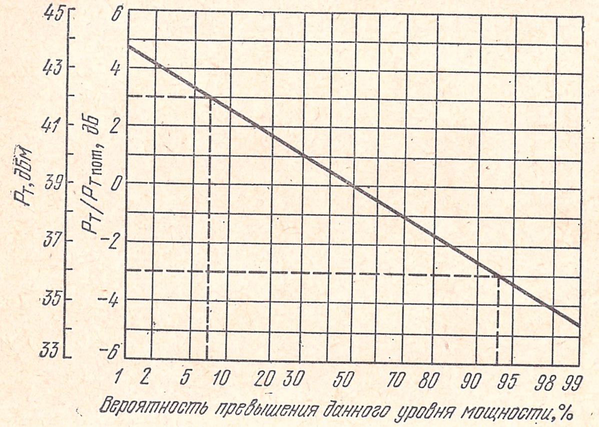


Рис. 3.4. Вероятностное (нормальное) распределение мощности основного излучения передатчика ($P_T(f_{0T})=39$ дБм, $\sigma_T(f_{0T})=2$ дБ; $P_{T\,\text{nom}}=39$ дБм (8 Вт)).

$$P_T(f_{0T})\,[\text{дБм}]=\frac{\sum\limits_{i=1}^{n} P_{Ti}(f_{0T})}{n}, \qquad (3.1)$$

$$\sigma_T(f_{0T})\,[\text{дБ}]=\left\{\frac{\sum\limits_{i=1}^{n}[P_T(f_{0T})-P_{Ti}(f_{0T})]^2}{n-1}\right\}^{1/2}, \qquad (3.2)$$

где $P_{Ti}(f_{0T})$ — результат измерения мощности одного передатчика на одной частоте настройки, дБм.

Пример 3.2. Рассчитаем $P_T(f_{0T})$ и $\sigma_T(f_{0T})$ по данным измерения мощностей трех связных передатчиков ОВЧ одного типа, работающих в диапазоне частот 225 ... 400 МГц с номинальной мощностью $P_T = 100$ Вт (50 дБм). Результаты измерений следующие:

Частота настройки, МГц	Выходная мощность передатчика, дБм		
	1	2	3
234	50	52	53
313	52	50	48
391	47	49	49

Подставляя эти данные в (3.1) и (3.2) при $n = 9$, получаем $P_T(f_{0T})=50$ дБм, $\sigma_T(f_{0T}) = 2$ дБ.

Мощности излучений на гармониках. Даже для однотипных передатчиков эти мощности имеют значительный разброс (до 50 дБ), вследствие чего необходимо определять пределы, внутри которых они могут изменяться. При АОП на частотах, выше основной частоты передатчика, учитывают данные об уровнях гармонических составляющих, поскольку они превышают уровни остальных побочных излучений. Рис. 3.5 хорошо иллюстрирует значительные колебания уровней излучений на гармониках.

Пример 3.3. Из рис. 3.5 следует, что уровень 10-й гармоники связного ОВЧ передатчика изменяется от —60 до —100 дБ относительно уровня мощности основного излучения при среднем значении —80 дБ*). Пусть мощность основного излучения данного передатчика составляет $P_T(f_{0T}) = 100$ Вт (+50 дБм). Необходимо оценить уровень помех приемнику РРЛ, работающему на этой частоте и имеющему чувствительность $P_R = -100$ дБм (при $S = N$). Будем считать, что потери при распространении $C_{TR} = -70$ дБ.

Рассмотрим три случая.

А. Наихудший, когда 10-я гармоника ослаблена на 60 дБ. При этом мощность 10-й гармоники

$$P_T(f_{10T})=P_T(f_{0T})-60\text{дБ}=-10\text{дБм},$$

а мощность помехи на входе приемника

$$P_A=P_T(f_{10T})+C_{TR}=-80\text{дБм},$$

т. е. мощность мешающего сигнала на 20 дБ превышает чувствительность приемника.

Б. Мощность 10-й гармоники ослаблена на 80 дБ. Тогда

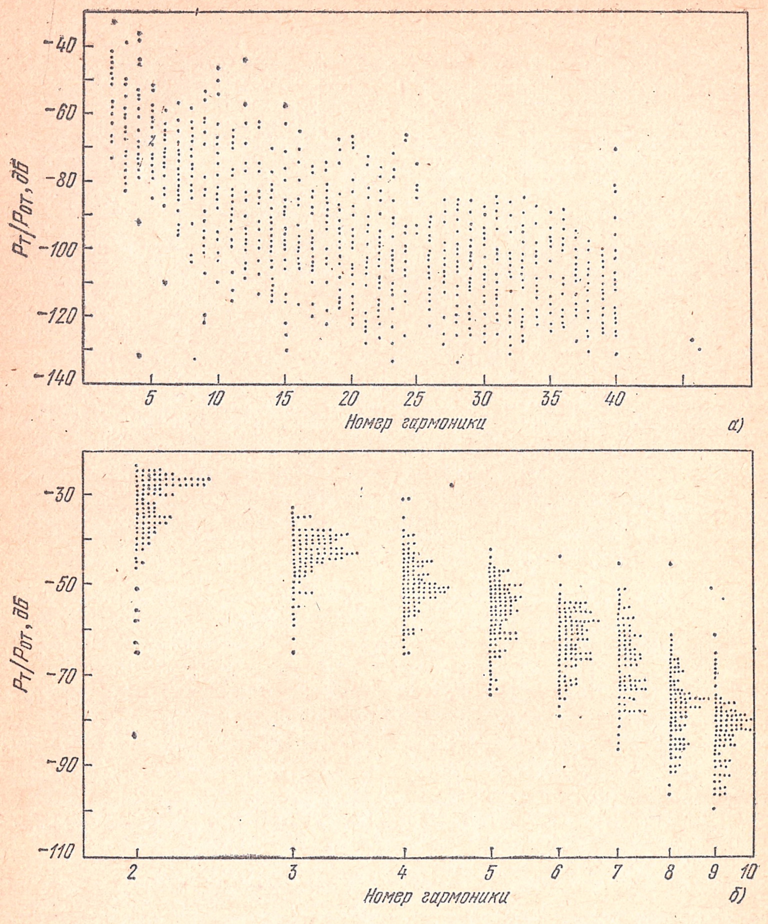
$$P_T(f_{10T}) = +50\ \text{дБм} - 80\ \text{дБ} = -30\ \text{дБм},$$

$$P_A=P_T(f_{10T})+C_{TR}=-100\text{дБм},$$

т. е. мощность мешающего сигнала равна чувствительности приемника.

---

*) Эти данные больше соответствуют 9-й гармонике на рис. 3.5. (*Прим. ред.*)



В. Наилучший случай, когда 10-я гармоника ослаблена на 100 дБ:

$$P_T(f_{10T}) = +50 \text{ дБм} - 100 \text{ дБ} = -50 \text{ дБм},$$

$$P_A = P_T(f_{10T}) + C_{TR} = -120 \text{дБм},$$

т. е. мощность мешающего сигнала на 20 дБ меньше чувствительности приемника.

Из данного примера ясно, что для прогноза подобных помех недостаточно рассмотреть эти три случая: необходимо учитывать весь диапазон изменений уровней гармони-

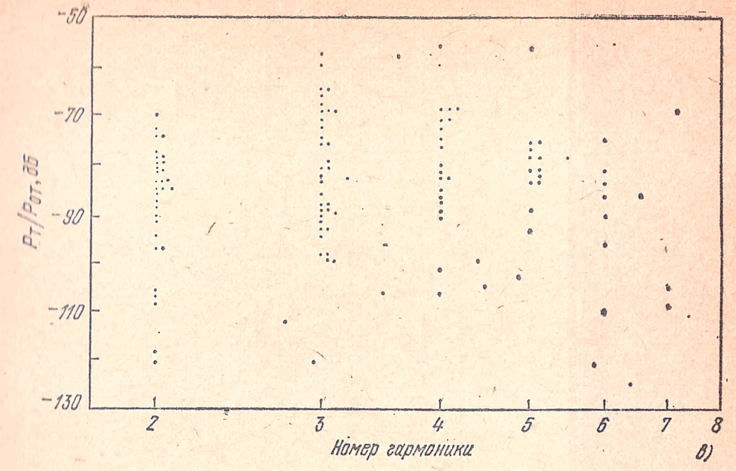


Рис. 3.5. Мощности излучений однотипных передатчиков на гармониках:

а — три ВЧ передатчика, настройка на 9 различных частотах; *б* — два ОВЧ передатчика радиосвязи, настройка на 25 частот; *в* — четыре передатчика РЛС (*L* — диапазона), несколько частот настройки.

ческих составляющих и вероятность существования каждого уровня.

Рассмотрим модель представления уровней излучений на гармониках. Для каждой гармоники определяется среднее значение и статистическое распределение уровня. Модель основывается на следующем: а) средние уровни мощностей излучений передатчика на гармониках уменьшаются с увеличением номера гармоники (эта зависимость может быть представлена в виде прямой или ломаной линии (рис. 3.6); б) уровни мощностей гармоник распределены по нормальному закону, причем СКО не зависит от номера гармоники.

Исходя из этого, среднее значение уровня каждой N-й гармоники может быть выражено в виде

$$P_I(f_{NI}) = P_T(f_{0T}) + A \lg N + B, \quad N \geqslant 2 \qquad (3.3)$$

где A, B — коэффициенты, постоянные для каждого типа передатчика; A — наклон прямой, дБ/декада; B — ордината начальной точки линии при $N = 1$. Как будет показано, A, B, и $\sigma_T(f_{NT})$ можно рассчитать по данным измерений.

При АОП дискретный характер излучений на гармониках не принимается во внимание. Поэтому считают, что передатчик может создавать излучение на любой частоте, и его побочные излучения описывают непрерывной функцией от частоты.

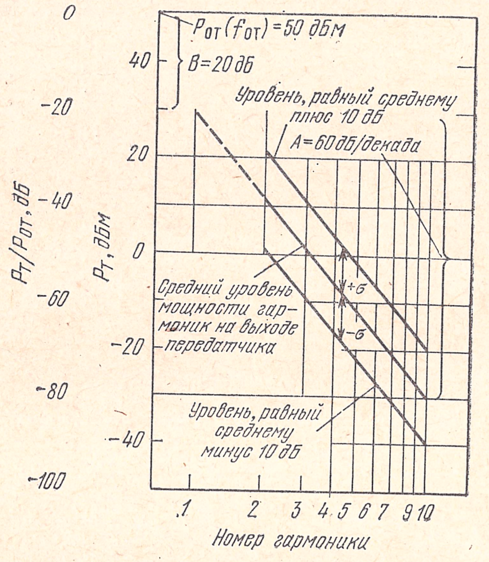


Рис. 3.6. Математическая модель представления излучений передатчика на гармониках.

С учетом сказанного (3.3) можно переписать в виде

$$P_T(f)=P_T(f_{0T})+A\lg\frac{f}{f_{0T}}+B\,. \tag{3.4}$$

Пример 3.4. Построим график зависимости уровней излучений АМ передатчика ОВЧ, имеющего $P_T = 100$ Вт (+50 дБм), если известно, что $A = -60$ дБ/декада, $B = -20$ дБ при $N = 1$, а $\sigma_T (f_{NT}) = 10$ дБ.

В соответствии с формулой (3.3) средняя мощность, излучаемая передатчиком на любой гармонике, равна

$$P_T (f_{NT}) = +50 - 60 \lg N - 20 = (30 - 60 \lg N) \text{ дБм}.$$

Для 2-й и 10-й гармоник получаем соответственно

$$P_T (f_{2T}) = +12 \text{ дБм}; \quad P_T (f_{10T}) = -30 \text{ дБм}.$$

Полученная зависимость показана на рис. 3.6 средней линией.

Если при расчете помех ориентироваться на мощность, равную $P_T (f_{NT}) + \sigma_T (f_{NT})$, т. е. в данном примере на $P_T (f_{NT}) + 10$ дБ (верхняя линия на рис. 3.6), это значение при нормальном распределении уровней будет превышаться с вероятностью 0,16. Значение же $P_T (f_{NT}) - \sigma_T (f_{NT})$ (нижняя линия на рис. 3.6) превышается с вероятностью 0,84.

В табл. 3.1 приведены усредненные экспериментальные данные для большого числа типов передатчиков при разных частотах настройки (всего 100 случаев)[*]. По данным табл. 3.1 и формуле (3.3) составлена табл. 3.2 (в том числе для передатчиков высокой мощности (РЛС, ТРРЛ, ТВ) с учетом усиления антенн на указанных гармониках). Обобщенные результаты измерений, на основе которых составлена табл. 3.2, приведены на рис. 3.7. Как видно из рисунка, зависимости средних значений уровней излучений на гармониках от их номера имеют существенный разброс для различных передатчиков и частот настройки.

Таблица 3.1

Категории передатчиков в зависимости от рабочих частот, МГц	A, дБ/декада	B, дБ относительно уровня основного излучения	$\sigma_T(f_{NT})$, дБ
<30	—70	—20	10
30—300	—80	—30	15
>300	—60	—40	20
Усредненные данные	—70	—30	20

В некоторых стандартах и технических условиях на определенные типы РЭС указываются предельные уровни побочных излучений на гармониках. При расчете помех желательно использовать именно такие данные. В этом случае принимается $A = 0$, $\sigma = 0$, а значение B оговаривается в стандарте или технических условиях. Например, согласно стандарту США MIL-STD-461A в расчетах нужно использовать значения коэффициента B, приведенные в табл. 3.3. Для других значений мощности передатчика значение коэффициента B можно получить линейной интерполяцией.

---

[*] Следует иметь в виду, что в табл. 3.1 значения A, B, σ_T соответствуют огибающей спектра излучения для $f > f_{0T}$. В § 6.2 будут приведены данные для огибающей спектра при $f < f_{0T}$. (*Прим. ред.*)

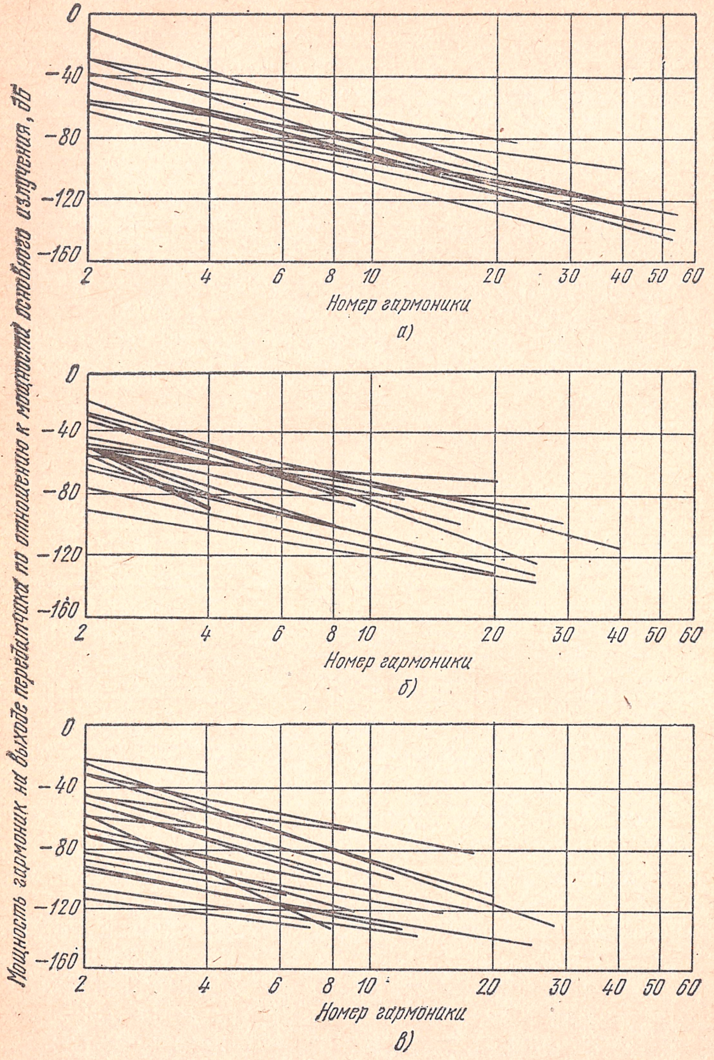


Рис. 3.7. Обобщенные данные по излучениям передатчиков на гармониках:

а) $f_{0T} < 30$ МГц; *б)* 30 МГц $< f_{0T} <$ 300 МГц;
в) $f_{0T} < 300$ МГц;

Таблица 3.2

Номер гармоники	Отношение средних значений уровней излучений на гармониках к уровню основного излучения, дБ			
	для всех передатчиков независимо от диапазона частот ($\sigma=20$ дБ)	для передатчиков, работающих на частотах (МГц)		
		<30 ($\sigma=10$ дБ)	30—300 ($\sigma=15$ дБ)	>300 ($\sigma=20$ дБ)
2	—51	—41	—54	—55
3	—64	—53	—68	—64
4	—72	—62	—78	—70
5	—79	—69	—86	—75
6	—85	—74	—92	—79
7	—90	—79	—97	—82
8	—94	—83	—102	—85
9	—97	—87	—106	—88
10	—100	—90	—110	—90

Таблица 3.3

Мощность передатчика, дБм	20	50	70	100
B, дБ	—38	—80	—100	—118

Значения параметров *A*, *B* и σ можно рассчитать по данным измерений:

$$A = \frac{nN_{\max} C_3 - C_4 C_5}{nN_{\max} C_2 - C_5^2};$$

$$B = \frac{C_4 - AC_5}{nN_{\max}}; \qquad (3.5)$$

$$\sigma_T(f_{NT}) = \left(\frac{C_1 - BC_4 - AC_3}{nN_{\max} - 1}\right)^{1/2},$$

где n — число результатов измерений для одной частоты; $N_{\max}$ — номер наивысшей гармоники; P_{Ni} — мощность излучения каждой гармонической составляющей; i — номер частоты настройки;

$$C_1 = \sum_{N=2}^{N_{\max}} \sum_{i=1}^{n} P_{Ni}^2;$$

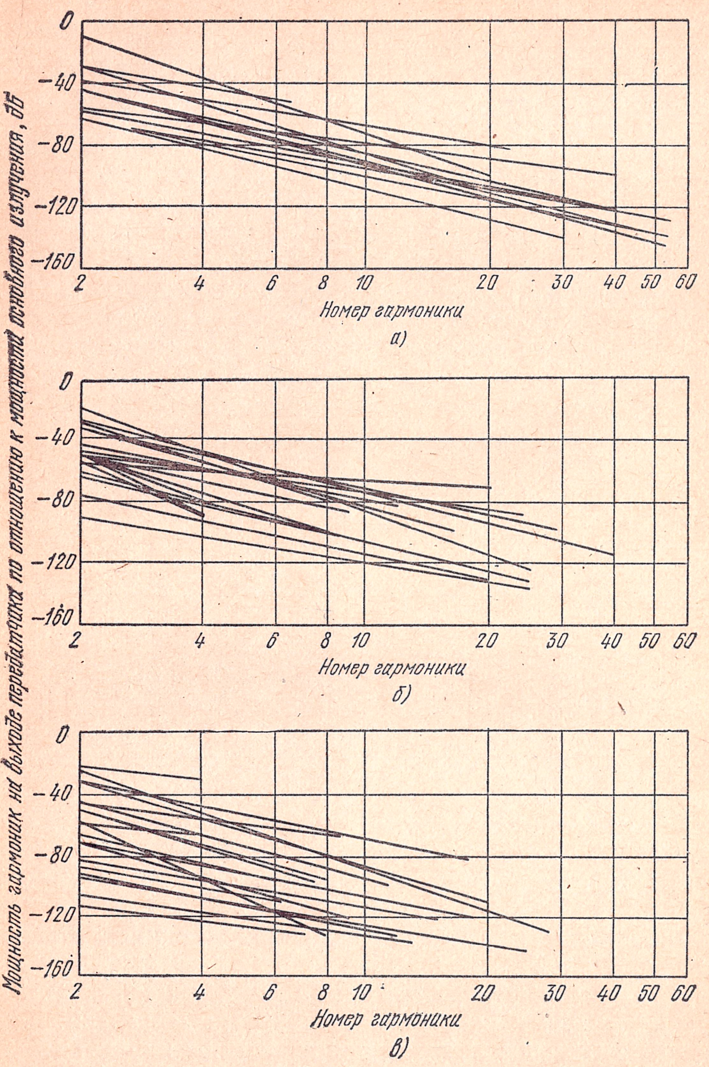


Рис. 3.7. Обобщенные данные по излучениям передатчиков на гармониках:

а) $f_{0T} < 30$ МГц; *б)* 30 МГц $< f_{0T} <$ 300 МГц;
в) $f_{0T} <$300 МГц;

Таблица 3.2

Номер гармоники	Отношение средних значений уровней излучений на гармониках к уровню основного излучения, дБ			
	для всех передатчиков независимо от диапазона частот (σ=20 дБ)	для передатчиков, работающих на частотах (МГц)		
		<30 (σ=10 дБ)	30—300 (σ=15 дБ)	>300 (σ=20 дБ)
2	—51	—41	—54	—55
3	—64	—53	—68	—64
4	—72	—62	—78	—70
5	—79	—69	—86	—75
6	—85	—74	—92	—79
7	—90	—79	—97	—82
8	—94	—83	—102	—85
9	—97	—87	—106	—88
10	—100	—90	—110	—90

Таблица 3.3

Мощность передатчика, дБм	20	50	70	100
B, дБ	—38	—80	—100	—118

Значения параметров A, B и σ можно рассчитать по данным измерений:

$$A = \frac{nN_{\max} C_3 - C_4 C_5}{nN_{\max} C_2 - C_5^2};$$

$$B = \frac{C_4 - AC_5}{nN_{\max}}; \qquad (3.5)$$

$$\sigma_T (f_{NT}) = \left(\frac{C_1 - BC_4 - AC_3}{nN_{\max} - 1} \right)^{1/2},$$

где n — число результатов измерений для одной частоты; $N_{\max}$ — номер наивысшей гармоники; P_{Ni} — мощность излучения каждой гармонической составляющей; i — номер частоты настройки;

$$C_1 = \sum_{N=2}^{N_{\max}} \sum_{i=1}^{n} P_{Ni}^2;$$

$$C_2 = n \sum_{N=2}^{N_{\max}} (\lg N)^2;$$

$$C_3 = \sum_{N=2}^{N_{\max}} \sum_{i=1}^{n} (P_{Ni} \lg N_i); \qquad (3.6)$$

$$C_4 = \sum_{N=2}^{N_{\max}} \sum_{i=1}^{n} P_{Ni};$$

$$C_5 = n \sum_{N=2}^{N_{\max}} \lg N.$$

Следует иметь в виду, что эти данные могут содержать информацию не только о мощности гармоник, но и об изменении коэффициента усиления антенны при изменении частоты (если измерения проводились «по полю»)[29].

Пример 3.5. Пусть имеются результаты измерения относительных мощностей гармоник передатчика P_{Ni} (табл. 3.4) вплоть до 10-й гармоники ($N_{\max} = 10$) на каждой из трех частот настройки (т. е. $n = 3$). Нужно найти параметры A, B и σ.

Для каждой гармоники и мощности P_{Ni} рассчитаем величины, входящие в формулы (3.5). Результаты расчета приведены в табл. 3.4. Используя формулы (3.5), получаем $A = -38$ дБ/декада, $B = -7{,}3$ дБ и $\sigma_T(f_{NT}) = 10$ дБ.

Проведем статистическую оценку зависимости погрешности изложенного метода от числа измерений. Обычно требуется не менее трех результатов измерений уровня каждой гармоники передатчика для статистической обработки результатов. Вычисленные значения мощностей гармоник $P_T(f_{NT})$ распределены относительно их действительных значений по нормальному закону с СКО $\sigma_E(N)$. СКО расчетного значения средней мощности N-й гармоники от действительной, указывающее на погрешность оценки, составляет

$$\sigma_E(N) = \sigma_T(f_{NT}) \left[\frac{1}{nN_{\max}} + \frac{(\lg N - \overline{\lg N})^2}{n \sum\limits_{N=2}^{N_{\max}} (\ln N - \overline{\lg N})^2} \right], \qquad (3.7)$$

где $\overline{\lg N}$ — ожидаемое значение величины $\lg N$, усредненное по всем N от 2 до $N_{\max}$.

Значение $\sigma_E(N)$ минимально на той гармонике, где $\lg N = \overline{\lg N}$.

Таблица 3.4

N	i	P_{Ni}, дБ	$(P_{Ni})^2$	$\lg N$	$(\lg N)^2$	$P_{Ni} \lg N$
2	1	−25	625	0,30	0,09	−7,5
	2	−26	676			−7,8
	3	−22	484			−6,6
3	1	−33	1089	0,48	0,23	−16
	2	−23	529			−11
	3	−28	784			−13
4	1	−26	676	0,60	0,36	−16
	2	−35	1215			−22
	3	−24	576			−14
5	1	−33	1089	0,70	0,49	−23
	2	−36	1296			−25
	3	−40	1600			−28
6	1	−28	784	0,78	0,61	−22
	2	−34	1156			−27
	3	−41	1681			−32
7	1	−40	1600	0,85	0,72	−34
	2	−35	1215			−30
	3	−43	1849			−37
8	1	−51	2601	0,90	0,81	−46
	2	−48	2304			−43
	3	−45	2025			−40
9	1	−40	1600	0,95	0,90	−38
	2	−45	2025			−43
	3	−42	1764			−40
10	1	−47	2209	1,0	1,0	−47
	2	−46	2116			−46
	3	−49	2401			−49
Результат суммирования		$C_4 = -985$	$C_1 = 37{,}969$	$\frac{C_5}{3} = 6{,}56$	$\frac{C_2}{3} = 5{,}21$	$C_3 = -763{,}9$
округленный		$C_4 = -980$	$C_1 = 38{,}0$	$C_5 = 20$	$C_2 = 16$	$C_3 = -760$

Результаты расчетов по формуле (3.7) для $\sigma_T(f_{NT}) = 10$ дБ и $N = 20$ приведены на рис. 3.8. Из графика следует, что точность оценки повышается с увеличением числа расчетных данных. Тем не менее измерения, выполненные и на относительно малом числе образцов аппаратуры, обеспечивают практически приемлемые результаты.

Мощности излучений на частотах, не являющихся гармониками основной частоты. Хотя, как это уже отмечалось, уровни этих излучений обычно меньше уровней излучений на гармониках, в ряде случаев при расчете ЭМП их необходимо учитывать, особенно для частот, лежащих ниже частоты основного излучения передатчика.

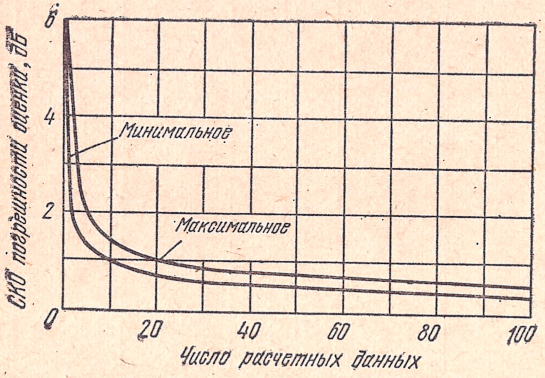


Рис. 3.8. Зависимость погрешности оценки от числа расчетных данных.

Средние уровни таких паразитных излучений можно записать по аналогии с формулой (3.3):

$$P_I(f) = P_I(f_{0T}) + A_1 \lg \frac{f}{f_{0T}} + B_1, \qquad (3.8)$$

где A_1 и B_1 имеют тот же смысл, что A и B для излучений на гармониках. Основным отличием (3.8) от (3.3) является замена целых чисел N отношением частот f/f_{0T}. Уровень средней мощности этих излучений также может описываться нормальным законом распределения с СКО $\sigma_T(f)$.

Основные трудности представления уровней паразитных излучений заключаются, как правило, в отсутствии данных по конкретным типам передатчиков. В таких случаях в США при расчетах принимают данные стандарта США MIL-STD-461A. При этом принимают $A = 0$ и $\sigma_T(f) = 0$, а значения $B_0 = B$ согласно табл. 3.3. Если имеются данные измерений, их можно обработать тем же способом, что и для излучений на гармониках.

3.3. МОДЕЛИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ ДЛЯ ЧОП

При ЧОП каждому виду излучения передатчика присваивают среднюю частоту и описывают распределение мощности по обе стороны от этой частоты. Средние значения частот основного излучения и излучений на гармониках считают детерминированными, а для излучений, частоты которых не являются гармониками основной частоты, пользуются вероятностными оценками. Распределение мощности обычно характеризуют двумя параметрами — шириной полосы частот (ШПЧ), определяемой параметрами модуляции передатчика, и огибающей спектра, которая описывает изменение мощности в функции частоты[30].

Частотные параметры основного излучения. Для прогноза ЭМП необходимо определить рабочую частоту или частоты, номиналы которых обычно приводятся в частотных планах. Характеристики распределения мощности вблизи основной частоты определяются в основном параметрами модуляции передатчика:

$$M(\Delta f) = M(\Delta f_i) + M_i \lg(\Delta f/\Delta f_i)$$

$$\text{для} \quad \Delta f_i \leqslant \Delta f \leqslant \Delta f_{i+1} \qquad (3.9)$$

где Δf — расстройка от средней частоты; Δf_i — ширина полосы частот определенного участка спектра; M_i — наклон огибающей спектра в пределах полосы Δf_i.

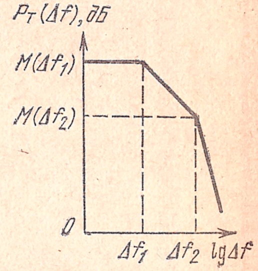


Рис. 3.9. Представление огибающий спектра.

Параметрами, необходимыми для описания огибающей спектра (рис. 3.9), являются ШПЧ, в пределах которой уровень излучения приблизительно постоянен, и скорости убывания спектра за ее пределами. В полосе частот, определяемой на уровне —3 дБ, излучается бóльшая часть мощности, за пределами этой полосы мощность быстро убывает. Для ряда случаев, описываемых далее, ШПЧ определяется на низших уровнях, например на уровне первой точки перегиба огибающей спектра (см. рис. 3.9)[*]. Обычно номинальное значение ШПЧ указывается в технических условиях. Если же такой информации нет, то ШПЧ определяется типом модуляции.

ШПЧ АМ передатчика (двухполосного) примерно равна удвоенной верхней частоте модулирующего сигнала. ШПЧ ЧМ передатчика характеризуется индексом модуляции

$$m_f = f_d/f_m, \tag{3.10}$$

где f_m — максимальная частота модуляции; f_d — девиация частоты, зависящая от уровня входного сигнала.

Если $m_f < 0{,}5$, распределение мощности ЧМ сигнала по частоте соответствует распределению АМ сигнала. Если $m_f > 1$, то ЧМ сигнал по обоим сторонам от несущей содержит большое число боковых составляющих. В этом случае ШПЧ ЧМ сигнала можно принять

$$B_T = 2(f_d + f_m).$$

Используя (3.10), получаем

$$B_T = 2(1 + m_f)f_m. \tag{3.11}$$

При $m_f \gg 1$ ШПЧ ЧМ сигнала равна удвоенной девиации частоты, т. е.

$$B_T = 2f_Г = 2m_f f_m{}^{31)}.$$

Пример 3.6. Рассчитаем ШПЧ ЧМ передатчика, имеющего $f_d = 45$ кГц; несущая модулируется сообщением с полосой $f_m = 5$ кГц.

В соответствии с (3.10) индекс модуляции $m_f = 9$. Согласно (3.11) $B_T = 100$ кГц.

ШПЧ импульсных передатчиков, используемых, например, в радиолокации (радионавигации), считается равной

$$B_T = 2/\pi\tau,$$

где τ — длительность импульса. Например, для передатчика РЛС с $\tau = 1$ мкс $B_T = 0{,}63$ МГц.

Для выражения огибающей спектра основного излучения необходимо определить коэффициенты M_i в (3.9). В технической документации на передатчик обычно указываются частоты, на которых спектр убывает на 3 и 10 дБ. Огибающую спектра можно рассчитать, используя результаты измерений для конкретного передатчика. Результаты измерений можно обработать аналогично тому, как это сделано в § 3.2.

---

[*] Согласно действующим в СССР «Общесоюзным нормам на ширину полосы радиочастот и внеполосные спектры излучений радиопередающих устройств гражданского назначения», утвержденным ГКРЧ в 1974 г., ШПЧ всех классов излучений определяется на уровне —30 дБ. (*Прим. пер.*)

Когда известна форма сигнала, особенно при импульсных излучениях, ШПЧ можно определить с помощью преобразования Фурье. Огибающие спектров импульсов различных форм и длительностей, полученные с помощью преобразования Фурье, показаны на рис. 3.10. На рис. 3.11 сравниваются спектры этих импульсов, имеющие длительность $\tau = 1$ мкс.

При расчете ЭМП можно считать, что импульс длительностью τ имеет трапецеидальную форму при временах нарастания и спада, равных $\Delta\tau$ (рис. 3.12). По графикам на рис. 3.12 можно выбрать такую форму импульса, при которой на заданной частоте расстройки относительная мощность будет наименьшей[32].

С помощью преобразования Фурье можно представить спектры сигналов, модулированных по частоте (рис. 3.13) и амплитуде (рис. 3.14) синусоидальным колебанием и прямоугольным импульсом.

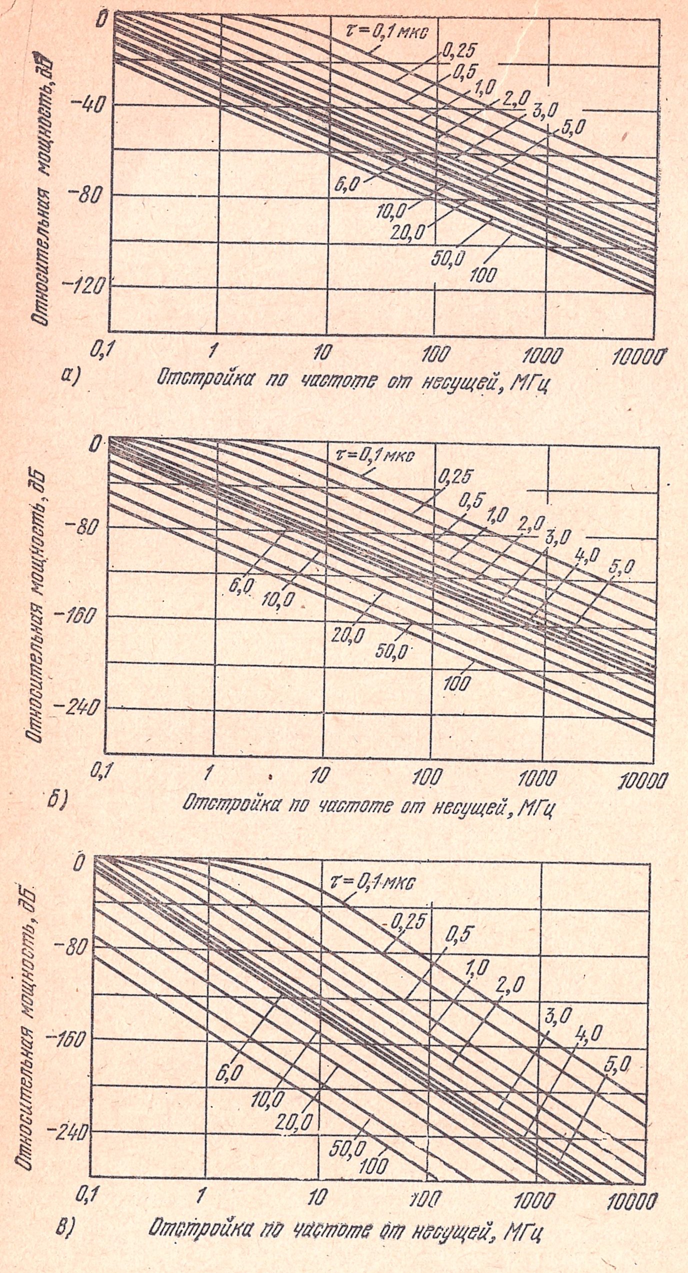
При сложной форме модулирующего сигнала, особенно при ЧМ и ФМ, нет достаточной информации для представления спектров с помощью преобразования Фурье. В этих случаях используют обобщенное представление огибающих спектров основных излучений передатчиков (рис. 3.15). Наклон огибающей M на рис. 3.15 выражен по отношению к граничной частоте взятой в данном случае полосы, а не к частоте несущей. В табл. 3.5[*] указаны соответствующие значения параметров Δf_i, $M(\Delta f_i)$ и M_i, которые должны использоваться в модели огибающих спектров, представленной формулой (3.9)[33].

Пример 3.7. Пусть АМ передатчик имеет ШПЧ $B_T = 10$ кГц. Пользуясь (3.9) и данными табл. 3.5, выразим огибающую спектра:

$$M(\Delta f) = \begin{cases} 0, & \Delta f \leqslant 5\text{кГц}, \\ -133\lg\left(\dfrac{\Delta f\,[\text{кГц}]}{5\text{кГц}}\right), & 5\text{кГц} \leqslant \Delta f \leqslant 10\text{кГц}; \\ -40-67\lg\left(\dfrac{\Delta f\,[\text{кГц}]}{10\text{кГц}}\right), & \Delta f \geqslant 10\text{кГц}. \end{cases}$$

---

[*] Данные рис. 3.15 и табл. 3.5 ориентировочные. (*Прим. ред.*)



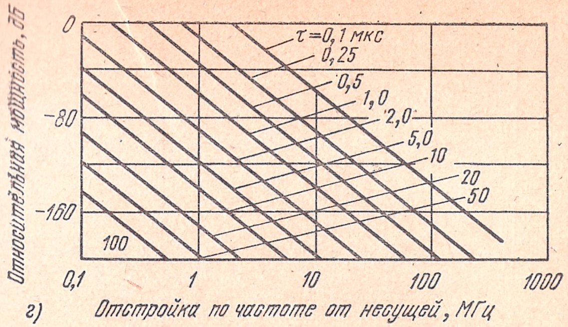


Рис. 3.10. Огибающая спектра мощности импульса (энергия импульса постоянная):

а — прямоугольного; б — полукосинусоидального; в — косинус-квадратного; г — гауссова.

Частотные параметры излучений на гармониках. В большинстве случаев излучения на гармониках основной частоты передатчика имеют больший уровень, чем дискретные излучения других типов (гармоники задающих генераторов, генераторов синхроимпульсов и т. д.). Поэтому последние за некоторым исключением можно не принимать во внимание. Если же учитываются излучения, являющиеся гармониками частоты, отличающейся от частоты основного излучения, допуски на помехи от этих излучений, рассчитанные по методу АОП, должны быть уменьшены на 20 дБ.

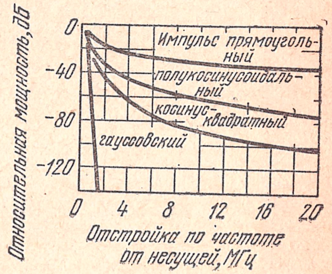


Рис. 3.11. Огибающие спектров мощности импульсов длительностью 1 мкс различной формы (энергия импульсов постоянная).

В некоторых передатчиках колебания требуемой частоты получают с помощью смесителей[34]. При этом из-за нелинейности характеристики преобразования конечный выходной сигнал может содержать составляющие частот f_{pq}:

$$f_{pq} = \pm (pf_1 \pm qf_2),$$

где p, q — целые положительные числа.

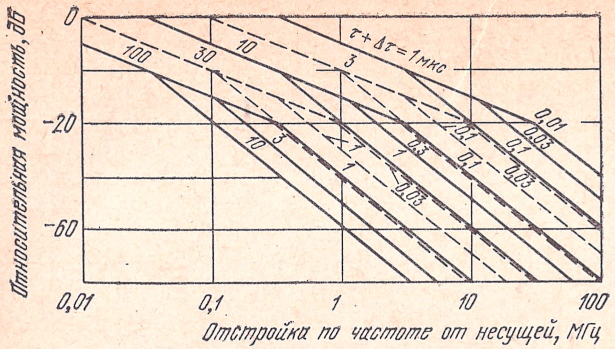


Рис. 3.12. Огибающая спектра мощности трапецеидального импульса (энергия импульса постоянная).

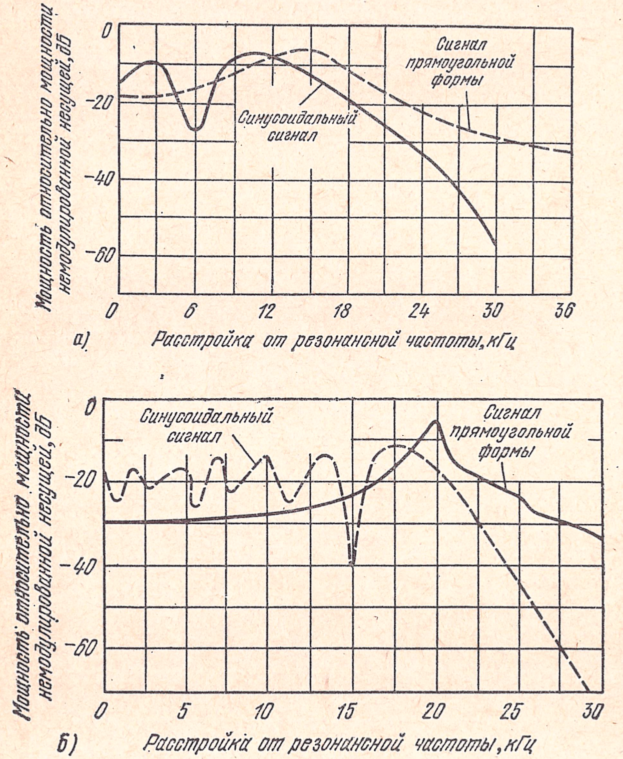


Рис. 3.13. Спектр ЧМ сигнала:

а) $f_d = 15$ кГц, $f_m = 3$ кГц; б) $f_l = 20$ кГц, $f_m = 1$ кГц.

Таблица 3.5

Вид модуляции	i	Δf_i	$M(\Delta f_i)$ по отношению к основному излучению, дБ	$\lvert M_i \rvert$ дБ/декада
АМ (рис. 3.15, *а*)	0	$0{,}1\ B_T$	0	0
	1	$0{,}5\ B_T$	0	133
	2	B_T	—40	67
АМ телефония (рис 3.15, *б*)	0	1 Гц	—28	0
	1	10 Гц	—28	28
	2	100 Гц	0	7
	3	4000 Гц*⁾	—11	60
ЧМ (рис. 3.15, *в*)	0	$0{,}1B_T$	0	0
	1	$0{,}5B_T$	0	333
	2	B_T	—100	0
ИМ (рис. 3.15, *г*)	0	$\dfrac{1}{10\tau}$	0	0
	1	$\dfrac{1}{\pi(\tau+\Delta\tau)}$	0	20
	2	$\dfrac{1}{\pi\Delta\tau}$	$-20\lg\left(1+\dfrac{\tau}{\Delta\tau}\right)$	40

*⁾ В оригинале приведена ошибочно $\Delta f_i = 1000$ Гц, что противоречит рис. 3.15, а также и физическому существу; максимум энергии речевого спектра лежит как раз примерно в окрестности этой точки. (*Прим. ред.*)

Одна из этих частот является частотой основного излучения. Колебания других побочных частот могут быть ослаблены фильтрами или резонансными усилителями пере-

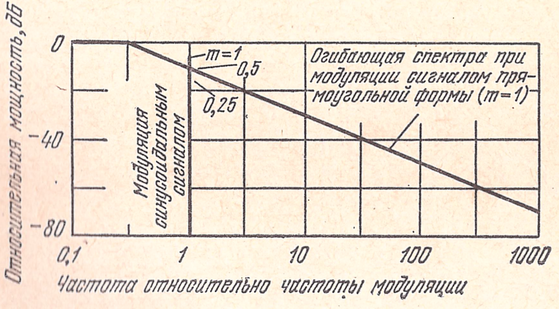


Рис. 3.14. Спектр АМ сигнала.

датчика. Однако некоторые из них могут иметь значительный уровень, что необходимо учитывать при расчетах.

Огибающие спектров боковых полос гармоник могут соответствовать огибающей спектра основного излучения. В некоторых передатчиках с импульсной модуляцией огибающая спектра i-й гармоники имеет ту же форму, что и огибающая спектра основного излучения, но ширина полосы частот спектра гармоники пропорциональна ее номеру.

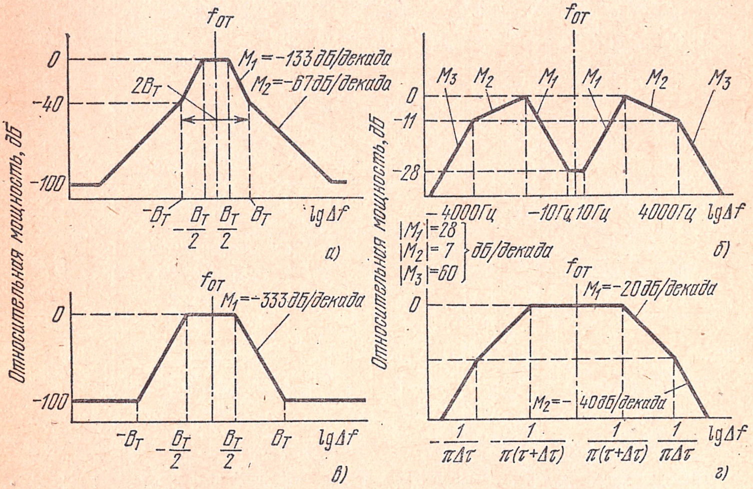


Рис. 3.15. Огибающие спектра передатчиков:
а — АМ сигнала; *б* — сигнала АМ телефонии; *в* — ЧМ сигнала ($B_T = 2(f_d + f_m)$); *г* — ИМ сигнала (τ — длительность импульса на уровне 0,5; $\Delta\tau$ — время установления и спада импульса).

Вероятностная модель побочного излучения. Вероятность того, что некоторый выходной сигнал появится в пределах полосы частот B, отстоящей на Δf от любой заданной частоты настройки передатчика f_{0T}, можно записать в виде (рис. 3.16):

$$P = HB/f_{0T}, \qquad (3.12)$$

где H — коэффициент, зависящий от типа передатчика.

Формула (3.12) соответствует равномерному распределению случайной величины. Для статистического описания распределения побочных излучений во всем рабочем диапазоне частот передатчика может потребоваться несколько значений коэффициента H для различных участков диапазона.

Имея результаты измерений паразитных излучений, можно записать вероятность появления этих излучений в заданном диапазоне частот. При отсутствии результатов измерений можно использовать графики, представленные на рис. 3.16. Эти графики получены путем обработки данных измерений для нескольких передатчиков.

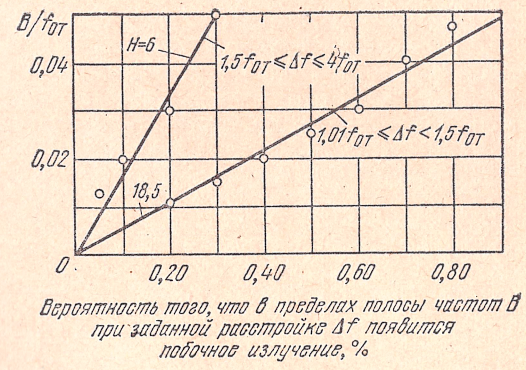


Рис. 3.16. Типичное распределение побочных излучений для магнетрона.

Распределение энергии в боковых полосах частот побочных излучений описывается так же, как огибающие спектров частоты основного излучения и излучений на гармониках.

Проиллюстрируем использование соотношения (3.12) для определения вероятности попадания паразитного излучения в полосу пропускания приемника на примере.

Пример 3.8. Пусть передатчик обзорной РЛС работает на частоте 1 ГГц, а СВЧ связной приемник — на частоте 2,3 ГГц. Рассчитаем вероятность того, что паразитное излучение передатчика попадет в полосу пропускания приемника, равную 10 МГц.

Так как $f_{0R}/f_{0T} = 2{,}3$ (т. е. больше 1,5), на рис. 3.16 выбираем прямую с коэффициентом $H = 6$. Для $B = 10$ МГц и $f_{0T} = 1$ ГГц согласно (3.12) получаем $P = 0{,}06$ (6%).

Метод представления широкополосного шума. Ввиду относительно малых значений энергетического спектра широкополосного шума он обычно менее значителен по сравнению с другими мешающими сигналами в заданной ЭМО.

Когда учет широкополосного шума передатчиков необходим, можно считать, что он в основном сосредоточен в боковых полосах частот, примыкающих к частоте основного излучения передатчика ($\pm 10\%$ от этой частоты).

3.4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ЭМП

Пример 3.9. Рассчитаем помехи самолетному навигационному приемнику, работающему на частоте $f_{0R} = 1090$ МГц от передатчика РЛС, работающего на частоте $f_{0T} = 220$ МГц. Наибольшее приближение самолета к РЛС составляет 13 км, что соответствует ситуации, когда передатчик аэропорта и приемник самолета отстоят на 66 км. Номинальные значения параметров передатчиков и приемника приведены в табл. 3.6.

Таблица 3.6

Наименование параметра	Значение параметра		
	передатчик РЛС	самолетный приемник	передатчик аэропорта
Рабочая частота, МГц	220	1090	1090
Пиковая выходная мощность, Вт	$2\cdot10^6$	—	$3\cdot10^3$
Усиление антенны (в рабочей полосе частот), дБ	25	3	3
Полоса пропускания приемника, кГц	—	165	—
Чувствительность приемника (по уровню собственного шума), дБм	—	—80	—

Мощность принимаемого полезного сигнала рассчитывается по известной формуле

$$P_{As}\,[\text{дБм}] = P_{Ts} + C_{TRs} = P_{Ts} + G_{Ts} - L_s + G_{Rs}, \qquad (3.13)$$

где P_{Ts} — мощность полезного сигнала передатчика аэропорта, дБм; G_{Ts}, G_{Rs} — усиление антенн передатчика и самолетного приемника, дБ; L_s — потери при распространении, дБ; индекс s означает принадлежность полезному сигналу.

Для расстояния между самолетным приемником и передатчиком аэропорта $R = 66$ км при $\lambda = 0{,}275$ м ($f_0 = 1090$ МГц) потери составят

$$L_s\,[\text{дБ}] = 20\lg(4\pi R/\lambda) = 130.$$

Подставляя имеющиеся данные в (3.13), получаем $P_{As} = -59$ дБ, т. е. отношение сигнал/шум составит 21 дБ.

При АОП предполагается совпадение частот. Из табл. 3.6 следует, что 5-я гармоника передатчика ($f_{5T} = 1100$ МГц) близка к частоте настройки приемника (комбинация ПО).

Мощность принимаемого мешающего сигнала рассчитывается как

$$P_{A_i} = P_{T_i} + C_{TRi} = P_{Ti}(f_{5T}) + G_T(f_{5T}) - L_i + G_{Ri}, \qquad (3.14)$$

где $P_{Ti}(f_{5T})$ — мощность выходного сигнала передатчика РЛС на 5-й гармонике; $G_T(f_{5T})$ — усиление антенны этого передатчика на 5-й гармонике; индекс i означает принадлежность помехе.

Учитывая, что относительный уровень 5-й гармоники сигнала передатчика РЛС согласно табл. 3.2 ($f_T = 30 \ldots 300$ МГц) составляет —86 дБ, для $P_{Ti}(f_0) = 2$ МВт (+93 дБм) получаем $P_{Ti}(f_{5T}) = +7$ дБм. Усиление антенны передатчика РЛС на 5-й гармонике (которое будет определяться в гл. 5) составит $G_T(f_{5T}) = 12$ дБ. Подставляя эти данные и данные из табл. 3.6 в (3.14) получаем $P_{Ai} = -94$ дБм.

Таким образом, среднее значение мощности P_A ИП, которым в данном случае является передатчик РЛС, на 14 дБ меньше чувствительности самолетного приемника и на 35 дБ уровня полезного сигнала на входе самолетного приемника. Другими словами, отношение $S/I = 35$ дБ. Принимая $\sigma_T = 15$ дБ (см. табл. 3.1), получаем, что вероятность появления помех составляет менее 1%. Следовательно, не нужно переходить к более детальному расчету (ЧОП), поскольку он приведет к еще меньшей вероятности появления помех.

Пример 3.10. Рассчитаем помехи, которые может создать передатчик ТРРЛ, работающий на частоте 1175 МГц, приемнику РЛС, настроенному на частоту 1280 МГц (комбинация ОО).

Пусть ТРРЛ обеспечивает передачу информации с помощью импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) со скоростью 500 кБод. Передатчик ТРРЛ находится на расстоянии 161 км от указанного приемника, т. е. вне прямой видимости. Однако объем пространства, рассеивающего энергию излучения передатчика, будет «виден» антенне РЛС при ее сканировании. Потери при распространении, которые будут рассчитаны по рис. 6.4, составляют 155 дБ. Параметры ИП и РП приведены в табл. 3.7.

Поскольку аналогичный упрощенный расчет помех в более полном варианте с соответствующим заполнением отчетного оценочного бланка будет сделан в гл. 6, здесь приведем лишь те строки бланка, заполнение которых необходимо для данного примера.

Таким образом, итоговое значение превышения помехи над шумом составляет $I/N = 6$ дБ, т. е. ЭМП потенциально существует. Однако она влияет на РП в наихудшем случае, когда сканирующая антенна приемника РЛС направлена на рассеивающую область тропосферы. При ширине лепестка ДН антенны приемника в 3° (см. гл. 5) это соответствует лишь приблизительно 1% времени работы приемника. ЭМП в данной ситуации можно уменьшить, например, изменяя частоту излучения передатчика относительно частоты приемника (1280 МГц).

Исходя из желаемого превышения помехи $I/N = -10$ дБ и учитывая полученное превышение +6 дБ (строка 38), за счет увеличения разноса частот ИП и РП необходимо обеспечить дополнитель-

ОЦЕНОЧНЫЙ БЛАНК

(полная форма бланка и пример его заполнения будут приведены в гл. 6)

Частота ☐ *кГц* ☒ *МГц*

Границы частотных диапазонов излучений ИП и откликов РП

1. Частота основного излучения ИП f_{0T}	1175
2. Минимальная частота побочного излучения ИП f_{ST} или $0,1f_{0T}$	117,5
3. Максимальная частота побочного излучения ИП $f_{ST_{\max}}$ или $10f_{0T}$	11750
4. Частота основного канала приема РП f_{0R}	1280
5. Минимальная частота побочного канала приема РП f_{SR} или $0,1f_{0R}$	128
6. Максимальная частота побочного канала приема РП f_{SR} или $10f_{0R}$	12800
7. Необходимый разнос между рабочими частотами ИП и РП $\Delta f_{\max}$ или $0,2f_{0R}$	256

Существование критических комбинаций излучение ИП — отклик РП

Для данного примера существует лишь комбинация ОО, поэтому заполняем часть формы, которая относится к ОО

Для ОО

является ли (1)* 1175 — (4) 1280 | <(7) 256 ? ☒ *Да* ☐ *Нет*

АОП

8. Выходная мощность ИП на частоте основного излучения $P_T(f_{0T})$ (пиковая мощность для импульсного излучения)	00 60	дБм
9. Выходная мощность ИП на частоте побочного излучения или $P_T(f_{ST})$ или $P_T(f_{T0}) - 60$ дБ		дБм

---

*) Так для краткости записывается номер строки. Следует читать: является ли модуль разности данных строк 1 и 4 (т. е. | 1175 — 1280 МГц|) меньше данных строки 7, т. е. меньше 256 МГц. (*Прим. ред.*)

10. Усиление антенны ИП в направлении РП $G_{TR}(f)$	45	дБ
11. Усиление антенны РП в направлении ИП $G_{RT}(f)$	35	дБ
12. Потери при распространении радиоволн L: частота (номер строки)	(1)	
потери	—155	дБ
13. Мощность помех на входе РП $P_A(f)$ (сумма данных в строках с 8 по 12)	—15	дБм
14. Восприимчивость РП на основной частоте приема $P_R(f_{0R})$	—105	дБм
15. Восприимчивость РП на побочной частоте приема $P_R(f_{SR})$ или $R_R(f_{0R}) + 80$ дБ		дБм
16. Предварительная оценка уровня ЭМП (разность данных в строках 13 и 14 или 13 и 15)	90	дБ

ЧОП

Коррекция результатов АОП, учитывающая различие полос ИП и РП

17. Частота следования импульсов на входе ИП (при импульсном излучении)	500	КБод
18. Ширина полосы частот ИП ($B_T=2/\pi\tau$), если излучение импульсное	0,64	МГц
19. Ширина полосы частот РП B_R	0,35	МГц
20. Поправочный коэффициент (определяется согласно данным строк 17—19)	—3	дБ
21. Скорректированное (с учетом полос частот ИП и РП) предварительное превышение помехи (сумма данных строк 16 и 20)	87	дБ

Частота ☐ *кГц* ☒ *МГц*

Коррекция результатов АОП, учитывающая разнос рабочих частот ИП и РП

24. Разнос между рабочими частотами ИП и РП (модуль разности данных строк 1 и 4)	105
25. Коррекция на разнос (определяется по данным строки 24)	—81

Итоговые результаты коррекции величины превышения помех с учетом ЧОП

37. Данные строки 21 просуммировать с данными строки	25	
38. Итоговый результат	6	дБ

Если полученная величина $I/N \leqslant -10$ дБ, можно считать, что вероятность появления ЭМП чрезвычайно мала

Таблица 3.7

Наименование параметра	Номинальное значение параметра	Строка	Номинальное значение параметра	Строка
	передатчик ТРРЛ (ИП)		приемник РЛС (РП)	
Рабочая частота	1175 МГц	1	1280 МГц	4
Пиковая выходная мощность	1 кВт (60 дБм)	8	—	—
Усиление антенны	45 дБ	10	35 дБ	11
Длительность импульса	1 мкс	17	—	—
ШПЧ передатчика	640 кГц	18	—	—
Полоса пропускания приемника	—	—	350 кГц	10
Чувствительность приемника (по уровню собственного шума)	—	—	—105 дБм	14

ное снижение помех на 16 дБ, т. е. поправку —81 дБ (строка 25) необходимо увеличить до —97 дБ. Используя рис. 3.12 для $\tau = 1$ мкс, $\Delta\tau = 0{,}1$ мкс и затухания — 97 дБ, экстраполяцией определяем $\Delta f = 250$ МГц. Таким образом, при $f_{OT} = 1175$ МГц f_{OR} должна составить $f_{OT} + \Delta f = 1425$ МГц. Так как РЛС в данном диапазоне частот (L-диапазоне) может работать лишь на частоте 1350 МГц ($\Delta f = 175$ МГц), будет обеспечено затухание лишь —89 дБ. Следовательно, в данном случае $I/N = -2$ дБ, что, по-видимому, является удовлетворительным.

Глава 4

ОЦЕНКА ПОМЕХ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

4.1. ТИПЫ ПОМЕХ И ИХ ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО

Для прогноза ЭМП необходимо рассмотреть восприимчивость приемника к электромагнитному излучению различных типов, т. е. определить зависимость максимально допустимого уровня ЭМП от частоты и вида помехи.

Структурная схема приемника, на основе которой будем вести анализ, представлена на рис. 4.1. В состав супергетеродинного (СПГ) приемника обычно входят: каскады ВЧ, которые обеспечивают предварительное усиление и частотную избирательность; один или два преобразователя сигнала ВЧ в сигнал ПЧ; несколько каскадов ПЧ, обеспечивающих основное усиление и избирательность; детектор, восстанавливающий сообщение; несколько каскадов после детектора, обрабатывающих сообщение; выходное воспроизводящее устройство (одно или несколько). Для определения восприимчивости приемника к ЭМП необходимо рассмотреть их влияние на каждый из перечисленных каскадов.

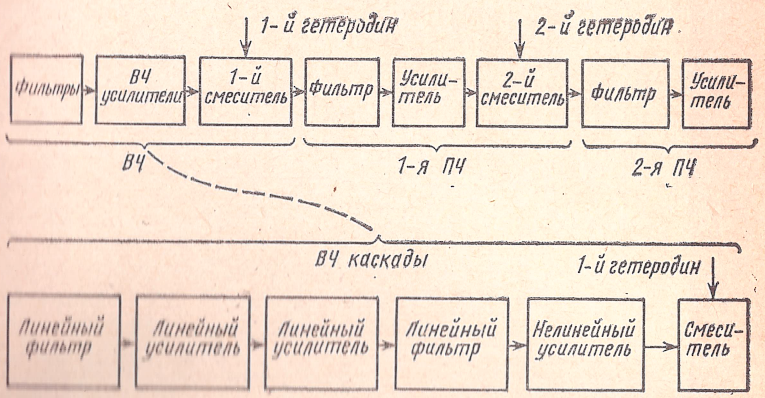


Рис. 4.1. Структурная схема супергетеродинного приемника и его додетекторной части

С этой целью возможные помехи можно разделить на три категории (рис. 4.2): помехи в основном канале приема, т. е. в полосе пропускания (ППП); помехи по соседнему каналу (ПСК); помехи вне полосы пропускания (ПВП).

Помехи в полосе пропускания вызываются излучениями, частота которых находится в полосе пропускания наиболее узкополосного фильтра приемника. Для СПГ приемников ППП имеют тот же путь преобразования, что и полезный сигнал. Для приемников прямого усиления ППП могут возникнуть на частотах, находящихся в полосе пропускания входных контуров. Поскольку приемник особенно восприимчив к ППП, они могут привести к его насыщению, подавить (замаскировать) полезный сигнал или существенно его исказить. Кроме того, ППП могут нарушить работу систем автоматической регулировки (например, АПЧ).

Для осуществления АОП необходимо определить порог восприимчивости приемника к ЭМП. За этот порог принимают уровень собственного шума приемника, который связан с чувствительностью приемника. Чувствительность приемника часто определяют входным уровнем сигнала, при котором суммарная мощность сигнала и шума на 3 дБ превышает мощность шума*) (при этом мощность входного сигнала равна мощности шума). Восприимчивость к ППП используется для АОП и определения помехи при комбинации ОО и ПО.

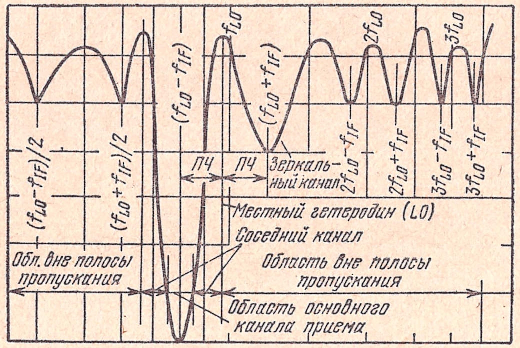


Рис. 4.2. Характеристика восприимчивости приемника: f_{LO} — частота местного гетеродина; f_{IF} — промежуточная частота (ПЧ).

Помехи по соседнему каналу определяются излучениями, частоты которых лежат внутри или на краю полосы пропускания наиболее широкополосного (входного) фильтра приемника. Эти частоты могут существенно отличаться от центральной частоты сигнала и не попадать в полосу пропускания наиболее узкополосного фильтра приемника. Для СПГ приемника частоты ПСК после преобразования не попадают в полосу пропускания фильтра ПЧ. Для приемников прямого усиления за ПСК принимаются ЭМП, частоты которых не попадают в полосу пропускания входных фильтров, но ослабление которых не превышает 60 дБ.

Область, занимаемая ПСК, может включать несколько каналов с обеих сторон от несущей полезного сигнала. Например, для приемника ОВЧ с полосой пропускания 50 кГц, область ПСК может включать 200 каналов (т. е. 10 МГц) с каждой стороны от полезного сигнала.

---

[*] Существуют и другие методы определения чувствительности приемника в зависимости от его назначения. (*Прим. ред.*)

ПСК обусловливаются несколькими причинами. Например помеха и сигнал могут одновременно пройти через входные цепи приемника и оказаться на входе каскада ПЧ. В этом случае избирательность ПЧ и спектр помехи будут влиять на относительный уровень помехи, попадающей на вход детектора. Вторая причина возникновения ПСК — нелинейный режим входных усилителей или смесителей при воздействии достаточно сильной помехи на входе приемника. При этом возможно ухудшение чувствительности*)[35], насыщение, возникновение перекрестных помех и взаимной модуляции.

Ухудшение чувствительности — уменьшение усиления полезного сигнала, обусловленное воздействием помехи на систему автоматической регулировки усиления (АРУ) или переходом одного или нескольких каскадов приемника в нелинейный режим. Перекрестные помехи возникают за счет переноса модуляции помехи на полезный сигнал, что происходит, если один или несколько каскадов приемника из-за сильной помехи работают в нелинейном режиме. Взаимная модуляция происходит в результате нелинейного преобразования двух или более входных сигналов, что приводит к возникновению колебаний на частотах, представляющих сумму, разность или гармоники частот входных сигналов.

При АОП обычно не рассматривают ПСК, а учитывают только ППП.

Для ЧОП следует определить расстройку частоты помехи относительно частоты несущей приемника. На уровень помехи влияет уровень и спектр приходящего колебания (помехи), полоса пропускания и избирательность приемника. Все сказанное справедливо также для приемника, избирательность которого определяется входными контурами, поскольку и в этом приемнике значительный уровень помехи приводит к появлению нелинейных эффектов.

Помехи вне полосы пропускания определяются колебаниями, частоты которых не попадают в полосу пропускания входных контуров приемника. Области ПВП расположены дальше от несущей полезного сигнала, чем области ПСК (см. рис. 4.2)[36].

СПГ приемник обладает наибольшей восприимчивостью к тем помехам, которые могут смешаться с гармониками гетеродина и попасть в полосу ПЧ, т.е. к помехам на определенных частотах. Степень восприимчивости к таким помехам будет определяться избирательностью входных фильтров.

---

[*] В отечественной литературе часто используется термин «блокирование». (*Прим. ред.*).

В общем случае уровень приема*) по побочным каналам для различных экземпляров однотипных приемников, как и уровень излучений передатчика на гармониках (см. гл.3), меняется по случайному закону. Таким образом, порог восприимчивости приемника по каналам побочного приема (КПП) определяют статистически.

4.2. АМПЛИТУДНЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ

Для расчета ЭМП восприимчивость приемника к ППП представляют как статистический параметр $P_R\ (f_{0R})$, среднее значение которого равно номинальному уровню шума приемника. Статистические данные, характеризующие восприимчивость приемника к ППП, представлены на рис. 4.3.

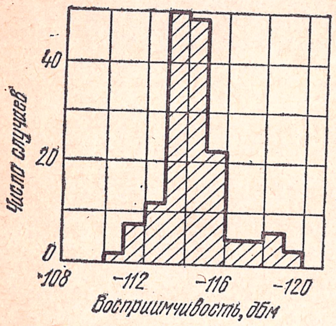


Рис. 4.3. Гистограмма распределений уровней восприимчивости приемника по основному каналу (частота 41,4 МГц, 160 измерений, 8 образцов).

Можно предположить, что восприимчивость приемника к ППП характеризуется нормальным распределением вероятностей. График этого распределения можно получить способом, описанным в гл. 3. Если данные, необходимые для оценки дисперсии, отсутствуют, то в ряде случаев можно принять $\sigma = 2$ дБ.

Порог восприимчивости можно вычислить, зная полосу пропускания приемника и коэффициент шума F:

$$P_R\ (f_{0R})\ [\text{Вт}] = F\text{к}TB_R, \tag{4.1}$$

где $\text{k} = 1{,}38\cdot10^{-23}$ Вт/кГц — постоянная Больцмана; T — температура, К; B_R — полоса пропускания приемника, Гц.

Предполагая, что приемник работает при температуре 290 К, выразим порог в децибелах по отношению к милливатту:

$$P_R\ (f_{0R})\ [\text{дБм}] = 10\ \lg(4\cdot10^{-21}\text{B}_RF\cdot10^3) =$$

$$= 10\ \lg\ (4\cdot10^{-18}\ B_RF) = -174 + 10\lg B_R + F\ [\text{дБ}]. \tag{4.2}$$

На рис. 4.4 представлены решения выражения (4.2) для различных значений B_R и F, на рис. 4.5 — значения F для типовых ВЧ усилителей.

---

*) Т. е. восприимчивость (см. предисловие). Образование каналов побочного приема в СПГ приемнике рассматривается далее. (*Прим. ред.*)

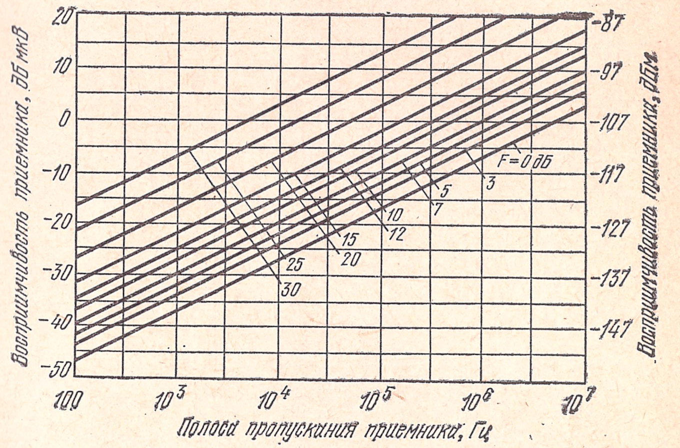


Рис. 4.4. Зависимость восприимчивости приемника ($S = N$) от полосы пропускания и коэффициента шума.

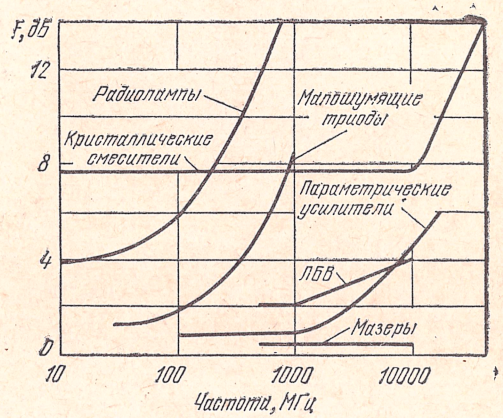


Рис. 4.5. Зависимости коэффициента шума ВЧ усилителей различного типа от частоты.

Пример 4.1. Рассмотрим типовой приемник с кристаллическим смесителем, работающий в L-диапазоне (1, 3 ГГц) и имеющий номинальное значение $B_R = 2$ МГц. Согласно рис. 4.5 коэффициент шума приемника составляет приблизительно 8 дБ. Тогда порог восприимчивости приемника для ППП может быть вычислен по (4.2) или определен из рис. 4.4:

$$P_R(f_{0R}) = -174 + 10 \lg B_R + F\,[\text{дБ}] = -174 + 10 \lg (2 \cdot 10^6) + 8 = -103 \text{ дБм}.$$

Порог восприимчивости по ПВП. Как правило, на приемник воздействует большое число мешающих излучений вне полосы пропускания. При этом существует много путей, по которым эти помехи могут попасть в основную полосу СПГ приемника. Наибольшему влиянию помех подвержен первый преобразователь. Колебания помех так же как и сигнал, могут преобразоваться в колебания ПЧ. Поскольку уровень колебаний гетеродина существенно (обычно на 120 дБ) превышает уровень полезного сигнала (как правило, и уровень помехи) на входе первого преобразователя, то продукты преобразования колебаний гетеродина имеют значительно больший уровень, чем побочные продукты преобразования сигнала. Поэтому СПГ приемники наиболее восприимчивы к тем помехам, которые при смешении с колебаниями гетеродина могут преобразоваться в колебания ПЧ.

Помехи, возникающие в СПГ приемнике из-за смешения колебания гетеродина с нежелательными сигналами, обуславливают появление ложных откликов приемника. Частоты помех, которые, смешиваясь с колебаниями гетеродина, образуют колебания ПЧ, определяют частоты каналов побочного приема (КПП). Уровень мощности, необходимый для возникновения помех в данном канале, это и есть восприимчивость приемника по этому каналу.

Ложные отклики могут возникнуть в СПГ приемнике, если после смешения помехи с колебаниями гетеродина или его гармоник продукты преобразования попадают в полосу пропускания фильтров ПЧ.

Частоты КПП для СПГ приемника с одним преобразователем определяются по формуле

$$f_{SR} = \left| \frac{p f_{L0} \pm f_{IF}}{q} \right|, \qquad (4.3)$$

где p — номер гармоники частоты гетеродина; q — номер КПП; f_{L0} — частота гетеродина; f_{IF} — промежуточная частота[37)].

Измерения показывают, что в СПГ приемниках, имеющих несколько преобразователей, следует учитывать частоты КПП, обусловленные первым преобразователем: отклики из-за дальнейшего преобразования пренебрежимо малы[38)].

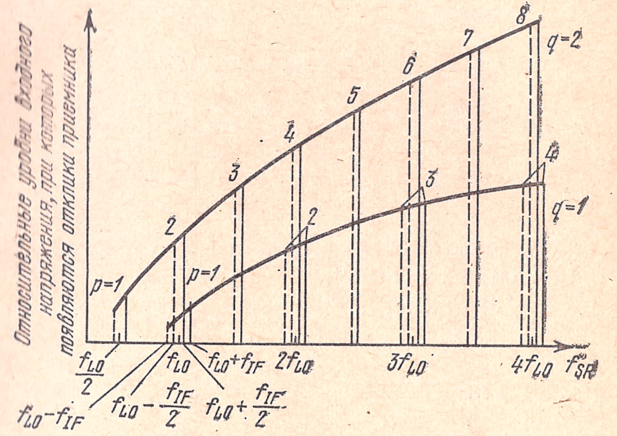


Рис. 4.6. Характеристика восприимчивости каналов побочного приема.

Уровни излучений, приводящих к помехам по КПП первого порядка ($q = 1$), значительно ниже уровней соответствующих более высоким порядкам: помехи, для которых $q = 2$, оказывают меньшее воздействие на приемник, чем помехи, для которых $q = 1$, и т. д. (рис. 4.6).

Если промежуточная частота значительно ниже частоты гетеродина (что выполняется в большинстве случаев) для фиксированного значения q, помехи за счет продуктов преобразования, частоты которых определяются согласно (4.3) как сумма и разность, практически эквивалентны.

Зависимость порога восприимчивости к ПВП от частотной растройки для приемников прямого усиления является плавной, а для СПГ приемника — дискретной[39)].

Пример 4.2. Пусть приемник, настроенный на частоту 130 МГц, принимает помеху от передатчика РЛС, работающего на частоте 1250 МГц. Промежуточная частота $f_{IF} = 30$ МГц. Помеха прослушивается в приемнике как тон с частотой 800 Гц, что соответствует частоте манипуляции РЛС, и меняется по амплитуде с частотой сканирования антенны РЛС.

Рассмотрим, каким образом могут возникнуть помехи радиоприему, если частота гетеродина выше частоты сигнала.

Частота гетеродина определяется выражением

$$f_{L0} = f_{0R} + f_{IF} = 130 + 30 = 160 \text{ МГц}.$$

По формуле (4.3) для 8-й гармоники гетеродина и $q = 1$ частота помехи

$$f_{SR} = \frac{8 \cdot 160 \pm 30}{1} = 1250 \text{ и } 1310 \text{МГц}.$$

Таким образом, РЛС может создавать ЭМП. Следует заметить, что ЭМП в данном случае можно значительно уменьшить, установив на входе приемника фильтр нижних частот с частотой среза 200—500 МГц.

Амплитудные характеристики КПП. Обобщенные характеристики КПП СПГ приемника представлены на рис. 4.7. Следует отметить их аналогию с характеристиками уровней гармоник на выходе передатчика. При АОП КПП используют два основных параметра: средний уровень порога восприимчивости и СКО. Для каждого значения p в формуле (4.3) средний уровень порога восприимчивости увеличивается с увеличением номера гармоники частоты гетеродина. Этот уровень может быть представлен отрезками прямых линий, являющихся логарифмической функцией номера гармоники. Случайные переменные определяют вероятность отклонения уровня помехи на данной частоте. Это отклонение имеет нормальное распределение и его СКО не зависит от частоты.

Средний уровень порога восприимчивости КПП для заданного q может быть представлен выражением

$$P_R(f_{SR}) = P_R(f_{0R}) + I \lg p + J, \qquad (4.4)$$

где $P_R(f_{0R})$ — пороговая восприимчивость приемника на частоте сигнала, дБм; I, J — постоянные величины, определяемые для каждого типа приемников, дБ/декада и дБ соответственно.

Хотя при $q = 1$ для характеристики многих приемников может быть использована прямая линия, в некоторых случаях возникает необходимость применить ломаную, состоящую из двух или более отрезков, каждый из которых характеризует помехи в КПП отдельного частотного диапазона. Коэффициенты I и J должны быть определены для каждого из этих отрезков.

При АОП для любых приемников (СПГ и прямого усиления), настроенных на произвольную частоту, можно использовать выражение

$$P_R(f) = P_R(f_{0R}) + I \lg \frac{f}{f_{0R}} + J. \qquad (4.5)$$

Формула (4.5) характеризует средний уровень порога восприимчивости приемника к помехам вне полосы пропускания в широком диапазоне частот. При использовании этого выражения необходимо найти коэффициенты I и J для каждого конкретного приемника исследуемого типа или

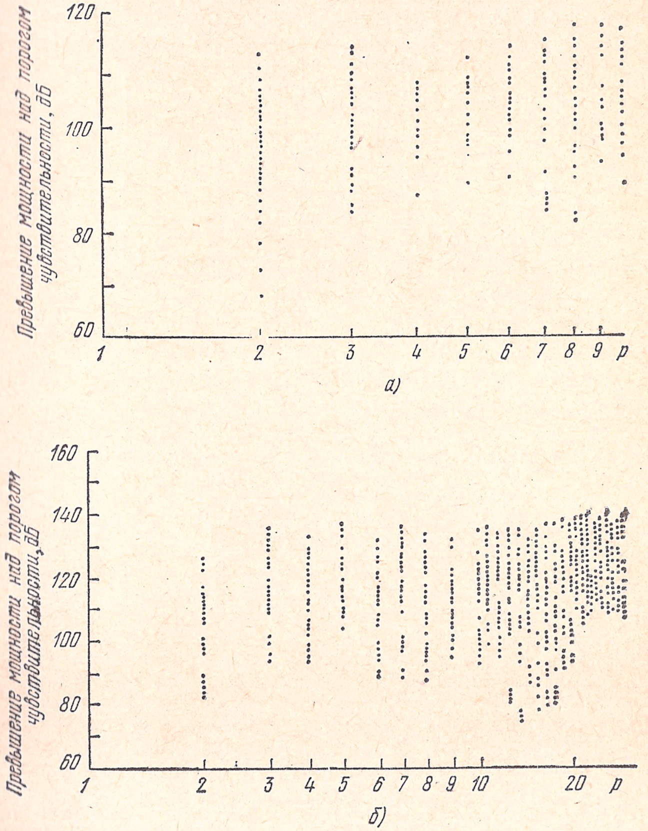


Рис. 4.7. Измеренные уровни помех в каналах побочного приема: *а* — приемник RT-77A/GRC-9; *б* — приемник AN/FRR-49V.

группы приемников, а также σ_R (f_{SR}). Эти параметры можно определить путем статистической обработки измеренных значений или по паспортным данным.

На основании результатов измерения составляют модель, характеризующую группу или класс приемников. Результаты статистической обработки спектральных характеристик приемников приведены в табл. 4.1*) (см. также табл.6.5). Величины I, J и σ_R (f_{SR}) (табл. 4.1) могут быть использованы в формулах (4.4) и (4.5) для ориентировочной оценки восприимчивости побочных каналов приема. Средний уровень восприимчивости к таким помехам для различных типов приемников приведен в табл. 4.2.

Таблица 4.1

Категории приемников в зависимости от рабочей частоты, МГц	I, дБ/декада	J, дБ, выше порога	σ_R (f_{SR}), дБ
<30	25	85	15
30—300	35	85	15
>300	40	60	15
Усредненные данные	35	75	20

На рис. 4.8 представлены зависимости порога восприимчивости к помехам КПП от номера гармоники частоты гетеродина для приемников различных типов.

Пример 4.3. Для иллюстрации применения обобщенных характеристик для определения уровня помех рассмотрим связной приемник ОВЧ, имеющий чувствительность —115 дБ ($S = N$).

Используя данные табл. 4.1 и формулу (4.5), для $q=1$ получаем P_R (f_{0R}) = —115 дБм, I = 35, J = 85 дБ, и

$$P_R(f)\ [\text{дБм}] = -115 + 35\lg\frac{f}{f_{0R}} + 85 = -30 + 35\lg\frac{f}{f_{0R}}.$$

Результирующая функция средней восприимчивости, построенная на основании этого выражения, показана на рис. 4.9. Из графика видно, что с вероятностью 50% приемник будет подвержен действию помех, уровень которых определяется представленной линией. Например, ИП, работающий на частоте КПП, примерно в 4 раза превышающей частоту сигнала, с вероятностью 50% создаст помеху, если ее уровень составляет —9 дБм.

---

*) Значения, приведенные в табл. 4.1, справедливы для $q = 1$. При частоте помехи выше частоты сигнала для $q = 2$ к табличным значениям J необходимо прибавить 15 дБ, для $q = 3...20$ дБ.

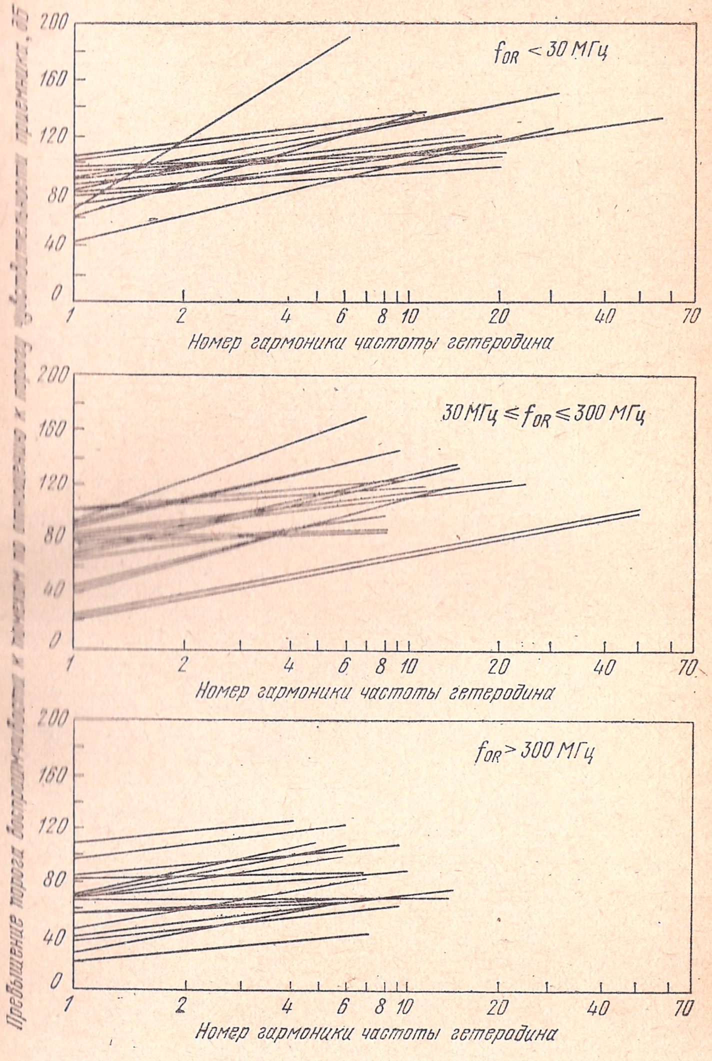


Рис. 4.8. Обобщенные характеристики каналов побочного приема.

Таблица 4.2

Номер гармоники частоты гетеродина	Средний уровень восприимчивости к помехам по каналам побочного приема ($q=1$), дБ			
	для всех приемников независимо от частоты (средние данные)	для приемников, работающих на частотах (при $\sigma_R(f_{SR})=15$ дБ)		
		<300 МГц	30—300 МГц	>300 МГц
1 (зеркальный)	75	85	85	60
2	85	93	95	72
3	92	97	102	79
4	96	100	106	84
5	99	102	109	88
6	102	104	112	91
7	105	106	115	94
8	107	107	117	96
9	108	109	118	98
10	110	110	120	100

Пример 4.4. Необходимо прогнозировать ЭМП для приемника, имеющего чувствительность —115 дБм. Согласно требованиям MIL STD 461A порог восприимчивости этого приемника к помехам составит —35 дБм (—115+80). Следовательно, нужно так спроектировать систему, чтобы уровень помех на входе приемника не превысил —35 дБм.

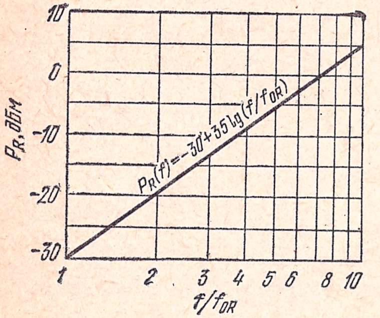


Рис. 4.9. Характеристика восприимчивости приемника (к примеру 4.3).

Из графика, приведенного на рис. 4.10, следует, что вероятность превышения порога восприимчивости над его средним значением на $\sigma_R(f_{SR}) = 15$ дБ составляет 16%, а над значением, меньше среднего — на 15 дБ — 84% (100—16).

Уровень помех по КПП можно оценить на основе технических требований или стандартов. При решении некоторых задач ЭМС, особенно в случаях, когда системы только планируют или разрабатывают, желательно увязать характеристики приемников с требованиями технических условий или стандартов. При этом считают I и σ_R (f_{SR}) равными нулю, а величину J задают. Например, по стандарту MIL-STD-461A $I = 0$, σ_R $(f_{SR}) = 0$ и $J = 80$ дБ (т. е. порог восприимчивости к ПВП на 80 дБ превышает чувствительность приемника к полезному сигналу).

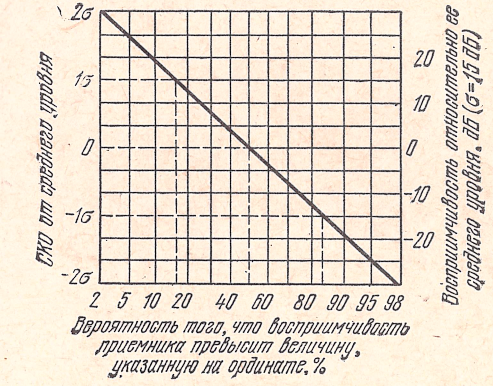


Рис. 4.10. Распределение вероятностей функции восприимчивости приемника.

Как уже отмечалось, для прогноза помех могут быть использованы измеренные параметры приемника. Определять параметры I, J и σ_R (f_{SR}) на основе данных измерений следует по методике, предложенной в гл. 3 для A, B, σ.

4.3. ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ С УЧЕТОМ ИХ ЧАСТОТНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ

ЧОП в канале связи. Основными параметрами приемника, которые рассматриваются при ЧОП в канале связи, являются частота несущей сигнала и полоса пропускания наиболее узкого фильтра (фильтра ПЧ для СПГ приемника и входного фильтра приемника прямого усиления). При ЧОП обычно исходят из номинальных значений этих параметров.

Если данные о полосе пропускания исследуемого приемника отсутствуют, можно воспользоваться обобщенными данными (рис. 4.11). Для ориентировочного расчета помех можно принять значение средней полосы пропускания, которую имеют другие приемники с той же частотой сигнала, что и исследуемый. Если же достаточна даже грубая оценка

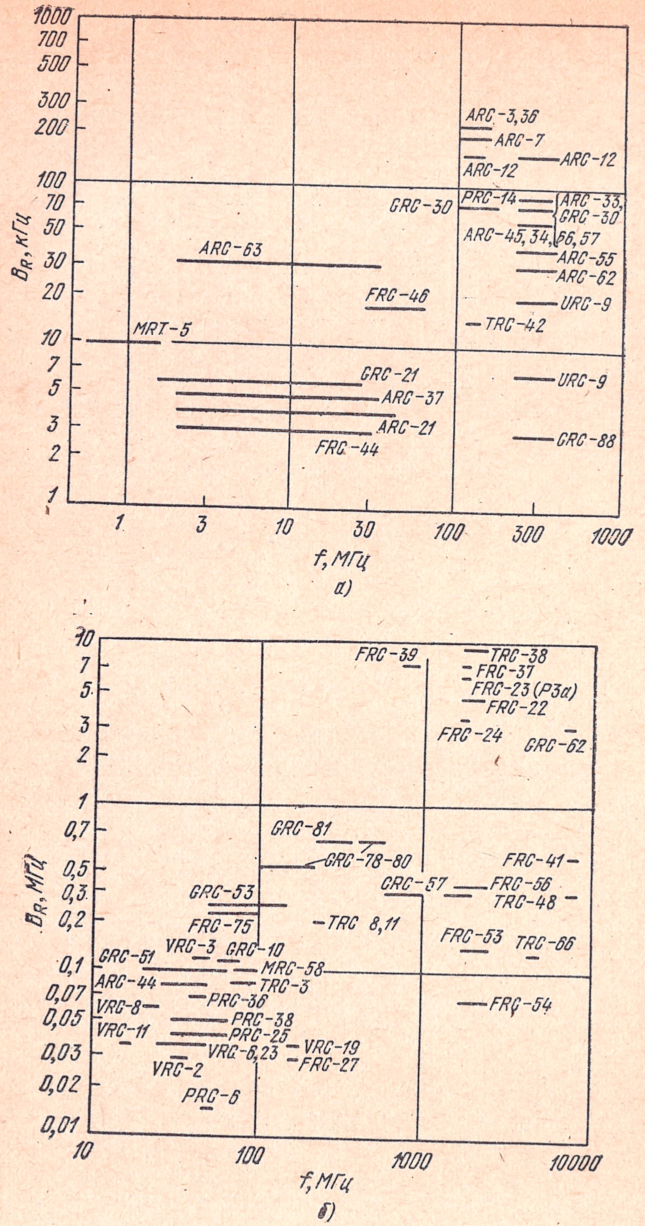


Рис. 4.11. Зависимость полосы пропускания от частоты для АМ (*а*) и ЧМ (*б*) приемников некоторых типов.

помех, то в качестве исходной можно брать самую широкую полосу, характерную для приемников данного диапазона частот.

ЧОП по соседнему каналу. Математическая модель, описывающая избирательность по ПЧ, представляет собой кусочно-линейную функцию от логарифма расстройки по частоте.

$$S(\Delta f) = S(\Delta f_i) + S_i \lg\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_i}\right) \text{ для } \Delta f_i < \Delta f < \Delta f_{i+1}, \quad (4.6)$$

где S_i — наклон характеристик избирательности для определенного диапазона; Δf_i — полоса определенной области частот; $\Delta f = |f - f_{0R}|$.

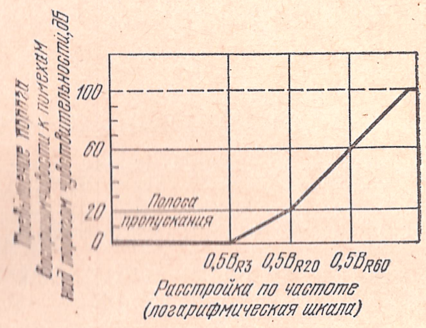


Рис. 4.12. Зависимость порога восприимчивости к помехам от расстройки (B_{R3}, B_{R20}, B_{R60} — ширина полосы частот по уровню 3,20 и 60 дБ соответственно)

Если имеются спектральные характеристики или другие измеренные данные, то (4.6) позволит определить расстройку по частоте при которой избирательность составит 3; 20; 60 дБ. Характеристика избирательности типового приемника представлена на рис. 4.12. Принято, что максимальное значение избирательности приемника составляет 100 дБ. Таким образом, если уровень помехи превышает пороговую чувствительность приемника более чем на 100 дБ, то она может быть принята приемником.

Пример 4.5. Оценим избирательность по ПЧ приемника РЛС *X*-диапазона. Положим, что ширина полосы частот по уровню 3; 20; 60 дБ составляет 2, 4 и 8 МГц соответственно. Избирательность описывается (4.6). Из рис. 4.12 следует, что относительная избирательность $S(\Delta f)$ будет равна нулю для расстроек, меньших половины ширины полосы по уровню 3 дБ, т. е. $\Delta f_1 = 1$ МГц, $S(\Delta f) = 0$ дБ для $\Delta f \leqslant \Delta f_1$. Для $\Delta f = \Delta f_2$ избирательность будет равна 20 дБ (Δf_2 соответствует половине ширины полосы частот по уровню 20 дБ, т. е. $\Delta f_2 = 2$ МГц). Таким образом,

$$20\text{дБ} = S(\Delta f_1) + S_1 \lg\left(\frac{\Delta f_2}{\Delta f_1}\right) = S(\Delta f_1) + S_1 \lg\left(\frac{2}{1}\right) = 0 + S_1 \lg 2.$$

Отсюда $S_1 = 67$ дБ/декада и $S(\Delta f) = 67 \lg (\Delta f/\Delta f_1)$ для 1 МГц $\leqslant \Delta f \leqslant 2$ МГц.

Аналогично для избирательности по уровню 60 дБ имеем:

$$\Delta f = \Delta f_3 = 4\text{МГц}, \quad 60\text{дБ} = S(\Delta f_2) + S_2 \lg\left(\frac{\Delta f_3}{\Delta f_2}\right) =$$

$$= S(\Delta f_2) + S_2 \lg\left(\frac{4}{2}\right) = 20 + S_2 \lg 2.$$

Отсюда $S_2 = 133$ дБ/декада и $S(\Delta f) = 20 + 133 \lg (\Delta f/\Delta f_2)$ для $\Delta f_2 < \Delta f \leqslant \Delta f_3$.

Подавление помехи, например, отстоящей на 3 МГц от несущей, составит

$$S\ (3\ \text{МГц}) = 20\ \text{дБ} + 133 \lg (3/2) = 20 + 23 = 43\ \text{дБ}.$$

С учетом экстраполяции подавление помехи, отстоящей от несущей на 20 МГц, будет равно

$$S\ (20\ \text{МГц}) = 20\ \text{дБ} + 133 \lg (20/2) = 20 + 133 = 153\ \text{дБ}.$$

Поскольку эта величина превышает 100 дБ, можно считать, что подавление помех составит не менее 100 дБ.

Обобщенная характеристика избирательности приемника по ПЧ. Если данные об избирательности приемника отсутствуют, можно воспользоваться значениями избирательности однотипных приемников. Показателем, характеризующим избирательность приемника, может служить отношение ширины полосы частот по уровню 60 дБ к ширине полосы частот по уровню 3 дБ. Это отношение иногда называют коэффициентом формы кривой избирательности $K_п$. Анализ избирательности порядка 100 радиоприемных устройств различных классов показал, что величина $K_п$ почти не зависит от диапазона. При этом примерно 90% исследованных приемников имели $K_п > 2$, 50% имели $K_п > 4$ и 20% — $K_п > 8$.

Таким образом, приемники с хорошей избирательностью*) имеют $K_п \approx 2$, а приемники с плохой избирательностью могут иметь $K_п > 8$. С учетом $K_п$ выразим избирательность приемника в децибелах:

$$S(\Delta f)\,[\text{дБ}] = 60\,\frac{\lg (\Delta f/\Delta f_1)}{\lg K_п}. \tag{4.7}$$

Если $\Delta f/\Delta f_1 = K_п$, то $S(\Delta f) = 60$ дБ.

Пример 4.6. Рассмотрим типовой ВЧ приемник РРЛ, имеющий полосу по ПЧ, равную 10 кГц. При $K_п = 4$ избирательность приемника (4.7)

$$S(\Delta f) = 0 \quad \text{для } \Delta f \leqslant 5\ \text{кГц}$$

$$S(\Delta f) = 100 \lg (\Delta f/5)\ \text{для } \Delta f \geqslant 5\ \text{кГц},$$

где Δf — в килогерцах.

Обобщенная характеристика избирательности приемника по ВЧ. Для радиоприемников всех типов улучшение избирательности по ВЧ чрезвычайно важно для уменьшения помех по соседнему каналу. Исходя из значения избирательности по ВЧ, определяют область частот, в которой возможен нелинейный режим работы входных каскадов приемника.

Для частотной оценки зависимости ПСК от избирательности входных фильтров вводят величину $\Delta f_{\max}$, которая определяет максимальную расстройку между частотами сигнала и ИП, при которой еще существует влияние ПСК на приемник. Если эти частоты отличаются больше чем на $\Delta f_{\max}$, то не нужно рассматривать влияние помехи при ДОП. Если же частота помехи отличается от частоты несущей меньше чем на $\Delta f_{\max}$, а защищенность от помех при АОП велика (около 60 дБ или более), то влияние ПСК должно быть рассмотрено при ДОП.

В табл. 4.3 приведены значения $\Delta f_{\max}$, которые могут быть использованы для ориентировочного определения об-

Таблица 4.3

Частота настройки приемника, МГц	<30	30—300	>300
Максимальная расстройка (по отношению к частоте настройки приемника), ограничивающая область ПСК	1/2	1/3	1/10

---

*) Одним из недостатков приемников с низким $K_п$ является плохая фазовая характеристика в полосе пропускания полезного сигнала; резкое изменение затухания на краях полосы сопровождается импульсными выбросами.

ласти ПСК, если точные данные отсутствуют. Приведенные в таблице значения получены в результате статистической обработки экспериментальных данных о взаимной модуляции для различных приемников. На рис. 4.13 показаны функции распределения вероятностей для наибольшей расстройки между полезным сигналом и помехой, вызывающей взаимную модуляцию третьего порядка. Так, для УВЧ приемников измеренные искажения из-за взаимной модуляции третьего порядка только в 25% случаев были вызваны помехами, отстоящими по частоте от несущей больше чем на 10%. Это означает, что если, например, приемник работает на частоте 300 МГц, то с вероятностью 25% искажения, вызванные нелинейностью третьего порядка, будут обусловлены помехами, отстоящими от несущей больше чем на 30 МГц. Аналогичные рассуждения справедливы и для приемников других диапазонов.

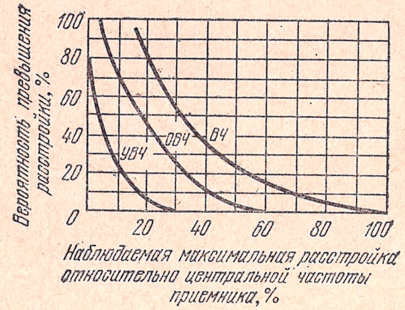


Рис. 4.13. Максимальная частотная расстройка между сигналом и помехой, вызывающая появление взаимной модуляции.

Пример 4.7. Для иллюстрации использования формулы (4.3) рассмотрим приемник РЛС с $f_{0R} = 1500$ МГц, $f_{IF} = 60$ МГц и $f_{L0} = 1560$ МГц.

Результаты вычислений частот КПП согласно (4.3) сведены в табл. 4.4.

Таблица 4.4

p	Частота КПП приемника РЛС с $f_{0R} = 1500$ МГц, МГц		
	$q=1$	$q=2$	$q=3$
1	1620	810	540
	1500 (частота сигнала)	750	500
2	3180	1590	1060
	3060	1530	1020
3	4740	2370	1580
	4620	2310	1540
4	6300	3150	2100
	6180	3090	2060
5	7860	3930	2620
	7740	3870	2580

4.4. ДЕТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОМЕХ 40)

При детальной оценке помех рассматривают вопросы, связанные с взаимной и перекрестной модуляцией и с ухудшением чувствительности приемников.

Взаимная модуляция возникает из-за нелинейных эффектов во входных каскадах приемников 41). Чтобы оценить возможность ее появления, следует найти пары источников излучения, которые могут привести к искажениям в исследуемом приемнике, и установить допустимые соотношения между уровнем сигнала и помехи.

Продукты взаимной модуляции приводят к помехам, если они попадают в полосу канала ПЧ. Излучения, которые могут образовать такие продукты, должны удовлетворять соотношению

$$|mf_1 \pm nf_2| = |f_{0R} \pm B_R|, \tag{4.8}$$

где f_1, f_2 — частоты двух источников помех; f_{0R} — частота настройки приемника; B_R — полоса пропускания по ПЧ; m, n — целые числа*).

Формула (4.8) может быть нормирована относительно частоты настройки приемника:

$$\left| m \frac{f_1}{f_{0R}} \pm n \frac{f_2}{f_{0R}} \right| = \left| 1 \pm \frac{B_R}{f_{0R}} \right|. \tag{4.9}$$

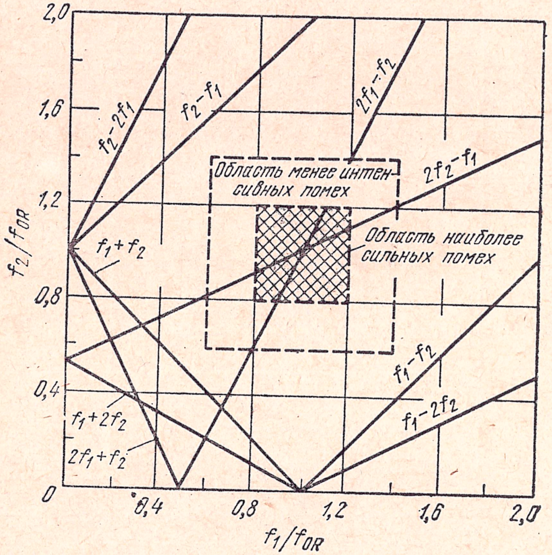


Рис. 4.14. Диаграмма продуктов взаимной модуляции второго и третьего порядков.

Диаграмма продуктов взаимной модуляции второго и третьего порядка, построенная на основании (4.9), приведена на рис. 4.14.

Больший интерес представляют излучения, частоты которых достаточно близки к частотам настройки приемника, образующие продукты взаимной модуляции, которые попадают в полосу, где затухание фильтров ПЧ не превышает 60 дБ. Приведем уравнения, определяющие частоты двух источников излучения, которые могут образовать наиболее значительные помехи из-за взаимной модуляции:

$$|f_N \pm f_F - f_{0R}| \leqslant B_{R60} \text{ (второго порядка)},$$
$$|2f_N - f_F - f_{0R}| \leqslant B_{R60} \text{ (третьего порядка)},$$
$$|3f_N - 2f_F - f_{0R}| \leqslant B_{R60} \text{ (пятого порядка)},$$
$$|4f_N - 3f_F - f_{0R}| \leqslant B_{R60} \text{ (седьмого порядка)},$$

где f_N — частота помехи, ближайшая к частоте f_{0R}; f_F — частота помехи, наиболее удаленная от частоты f_{0R}; B_{R60} — полоса фильтра ПЧ на уровне 60 дБ.

На диаграмме рис. 4.14 отмечена область наиболее сильных помех (в ней частоты помех близки к частоте полезного сигнала). Граница этой области определяется обобщенной функцией избирательности входных фильтров приемника.

Пример 4.8. Предположим, что передатчик, управляющий движением самолетов, настроен на частоту $f_1 = 360$ МГц. Определим частоту излучения другого передатчика, которая может вызвать помехи из-за взаимной модуляции второго и третьего порядка в приемнике, настроенном на частоту $f_{0R} = 300$ МГц и расположенном вблизи передатчика. В этом случае $f_1/f_{0R} = 1{,}2$, т. е. частота передатчика в 1,2 раза больше частоты приемника.

Из рис. 4.14 следует, что внутри области, определяемой выражением $0 \leqslant f_2/f_{0R} \leqslant 2f_{0R}$ частоты продуктов взаимной модуляции второго и третьего порядка составляют:

0,1 (третьего порядка: $f_1 - 2f_2$),
0,2 (второго порядка: $f_1 - f_2$),
1,1 (третьего порядка: $2f_2 - f_1$),
1,4 (третьего порядка: $2f_1 - f_2$).

Для рассматриваемого случая наиболее «опасные» частоты с точки зрения помех, обусловленных взаимной модуляцией, определяются соотношениями $f_2/f_{0R} = 1{,}1$ и $f_2/f_{0R} = 1{,}4$, т. е. $f_2 = 330$; 420 МГц. Поэтому для обеспечения нормальной работы приемника должны быть приняты дополнительные меры защиты от колебаний этих частот. Колебания частот, соответствующих $f_2/f_{0R} = 0{,}1$ и $f_2/f_{0R} = 0{,}2$, т. е. 30 и 60 МГц, будут существенно ослаблены входными фильтрами.

Для оценки таких помех уровень мощности продуктов взаимной модуляции удобно выразить через мощность входного сигнала, при которой результат воздействия помехи, обусловленной взаимной модуляцией, и сигнала эквивалентен. Эквивалентный уровень мощности сигнала P_E

---

*) Порядок продуктов взаимной модуляции определяется суммой значений m и n. Искажения любого четного порядка (кроме второго m, $n = 1$) несущественны.

является функцией уровней мощности двух мешающих излучений и коэффициента взаимной модуляции (КВМ), который, в свою очередь, зависит от нелинейности характеристик приемника, избирательности входных фильтров и коэффициента усиления[42]:

$$P_E = mP_N + nP_F + \text{КВМ}, \qquad (4.10)$$

где P_N, P_F — уровни мощности помех на входе приемника на частотах f_N и f_F, дБм; f_N — частота помехи, ближайшая к частоте настройки приемника f_{0R}; f_F — частота помехи, наиболее удаленная от частоты f_{0R}; m, n — постоянные, определяющие порядок взаимной модуляции (m определяет частоту помехи, ближайшую к частоте сигнала, а n — частоту помехи, расположенную дальше от частоты сигнала).

Для использования (4.10) необходимо знать величину КВМ для данного приемника при определенных условиях его работы. Результаты исследования спектральных характеристик, выполненные в соответствии со стандартом MIL-STD-449 C, содержат информацию о характеристиках взаимной модуляции и могут быть использованы для определения КВМ.

КВМ измеряют, подавая на вход приемника одновременно мощности $P(f_N, f_F)$ одинакового уровня от двух источников на частотах f_N и f_F (т. е. $P_N = P_F$)*⁾ так, чтобы в результате взаимной модуляции отношение $(S + N)/N$ на выходе составило бы 6 дБ. Если $P_N = P_F = P(f_N, f_F)$, КВМ может быть определена выражением

$$\text{КВМ} = P_R(f_{0R}) - (m + n)\,P(f_N, f_F). \qquad (4.11)$$

При использовании имеющихся спектральных характеристик взаимной модуляции для оценки ЭМП необходимо учесть возможное изменение КВМ, поскольку в общем случае входные уровни помех могут отличаться от тех, при которых были сняты характеристики. КВМ является постоянным при изменении уровня сигналов, не перегружающих приемник; в противном случае будет изменяться.

При определении эквивалентного уровня входного сигнала по спектральным характеристикам различают четыре случая возникновения помех из-за взаимной модуляции.

---

*⁾ В общем случае $P_N \neq P_F$, однако в соответствии с MIL-STD-449C используют источники с одинаковым уровнем мощности.

1. Два сигнала, вызывающие взаимную модуляцию, не насыщают входные каскады приемников. При этом и полезный сигнал и помеха из-за взаимной модуляции не превышают порога АРУ (наиболее часто встречающийся случай).

2. Полезный сигнал или эквивалентный входной уровень помехи, образующей продукты взаимной модуляции (P_E), превышает порог АРУ, но сигнал не перегружает входные каскады приемника.

3. Мощность P_N перегружает входные каскады приемника.

4. Мощность P_F перегружает входные каскады приемника.

Рассмотрим каждый из этих случаев для продуктов модуляции третьего порядка[43].

В случае 1 КВМ не зависит от уровня помех на входе приемника, а определяется только их частотами и может быть оценен с помощью спектральных характеристик и формулы (4.11). При этом эквивалентный уровень входной мощности (для продуктов нелинейности третьего порядка) определяется выражением

$$P_E = 2P_N + P_F + P_R(f_{0R}) - 3P(f_N, f_F). \qquad (4.12)$$

При увеличении уровня помех или полезного сигнала результирующий сигнал превысит порог АРУ приемника (случай 2). Коэффициент усиления приемника уменьшится, что вызовет соответствующее изменение КВМ. При этом эквивалентный уровень входной мощности будет определяться, как в случае 1, с учетом составляющей ΔG_{RF}:

$$P_E = 2P_N + P_F + P_R(f_{0R}) - 3P(f_N, f_F) + {} \\ {} + 2\Delta G_{RF}, \qquad (4.13)$$

где ΔG_{RF} — изменение усиления за счет АРУ, дБ. Однако, чтобы определить ΔG_{RF}, необходимо знать, какой каскад обладает наибольшей нелинейностью и как распределяется АРУ по каскадам. Измерение параметров типовых АМ приемников ВЧ, ОВЧ и УВЧ диапазонов показывают, что на входные каскады приходится примерно половина общего изменения усиления за счет АРУ.

Для случая 3 экспериментально установлено, что после того, как уровень P_N превысит порог насыщения $P_{\text{sat}}(f_N)$, дальнейшее увеличение P_N не приводит к увеличению эквивалентного уровня входной мощности. При условии, что $P_N > P_{sat}$, эквивалентный уровень входной мощности может быть представлен как

$$P_E = 2P_N + P_F + P_R(f_{0R}) - 3P(f_N, f_F) - $$
$$- 2[P_N - P_{sat}(f_N)]. \qquad (4.14)$$

Уровень P_{sat} будет определен далее.

Случай 4 аналогичен случаю 3 с той разницей, что насыщение вызывает не P_N, а P_F. При этом

$$P_E = 2P_N + P_F + P_R(f_{0R}) - 3P(f_N, f_F) - $$
$$- [P_F - P_{sat}(f_F)]. \qquad (4.15)$$

Если спектральные характеристики приемников отсутствуют, для определения продуктов нелинейности третьего порядка используют статистические данные. Результаты измерений $P(f_N, f_F)$ для приемников ВЧ, ОВЧ и УВЧ диапазонов приведены на рис. 4.15. Если в расчетах принимать, что уровень $P(f_N, f_F)$ превышается в 90% случаев, то соответствующий этому уровень P_E может быть превышен только с вероятностью 10%.

Пример 4.9. Рассмотрим типовой УВЧ АМ приемник. Этот приемник имеет порог чувствительности $P_R(f_{0R}) = -110$ дБм, порог АРУ −80 дБм и уровень насыщения входных каскадов $P_{sat} = 0$ дБм. Предположим, что частоты мешающих излучений f_N и f_F таковы, что продукты взаимной модуляции третьего порядка попадают в полосу пропускания приемника ($f_N/f_{0R} = 1{,}02$ и $f_F/f_{0R} = 1{,}04$).

Вычислим эквивалентный уровень P_E для следующих вариантов.

1. $P_N = -20$ дБм; $P_F = -15$ дБм. Так как уровни P_N и P_F ниже уровня насыщения, следует рассматривать случай 1 или 2. Рассмотрим случай 1. Если окажется, что уровень P_E будет больше уровня порога АРУ, рассмотрим случай 2.

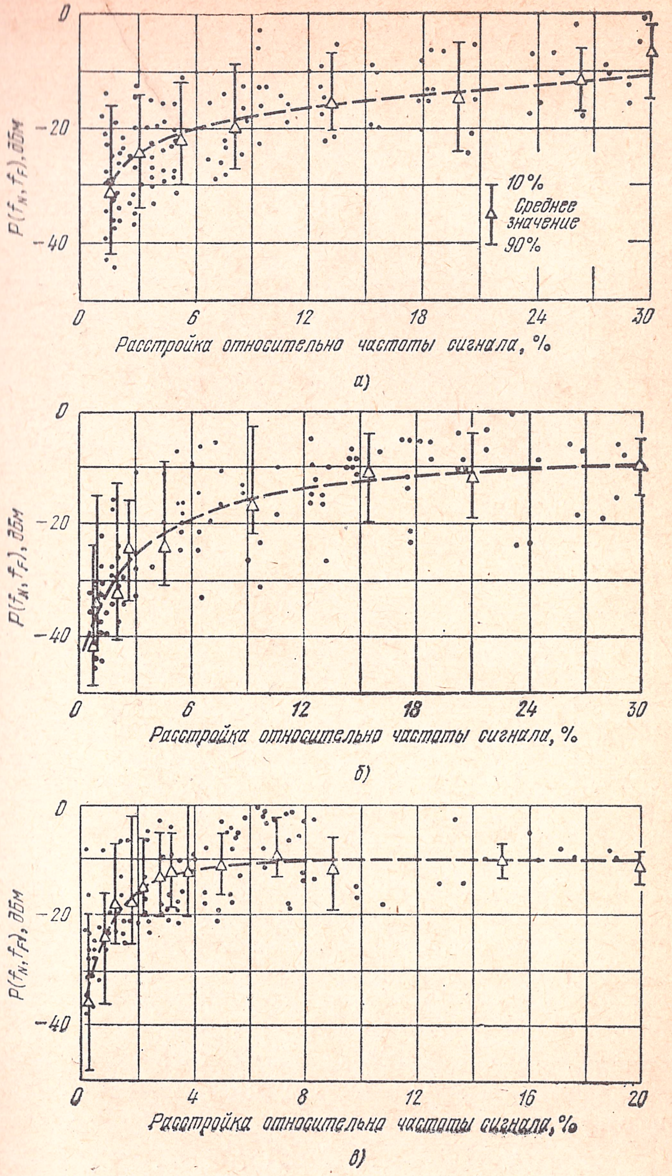
Величину $P(f_N, f_F)$ определим на основании обобщенных данных, приведенных на рис. 4.15, *в*. Например, с вероятностью 90% $P(f_N, f_F) = -20$ дБм при $f_N/f_{0R} = 1{,}02$. Согласно (4.12)

$$P_E = 2(-20) + (-15) + (-110) - 3(-20) = -105 \text{ дБм}.$$

Это означает, что два мешающих излучения создают помеху, обусловленную взаимной модуляцией, эквивалентную уровню входного сигнала −105 дБм. Этот уровень на 5 дБ превышает пороговую чувствительность приемника, но не превышает порога АРУ (случай 1).

2. $P_N = -5$ дБм; $P_F = -10$ дБм. Снова оба уровня ниже уровня насыщения. Для случая 1 согласно (4.12)

$$P_E = 2(-5) + (-10) + (-110) - 3(-20) = -70 \text{ дБм},$$



а)

б)

в)

Рис. 4.15. Обобщенные характеристики взаимной модуляции третьего порядка для приемников ВЧ (*а*), ОВЧ (*б*), УВЧ (*в*) диапазонов.

что на 10 дБ превышает порог АРУ и, следовательно, нужно рассмотреть случай 2.

Для решения (4.13) необходимо определить изменение усиления УВЧ ΔG_{RF}, вызванную АРУ. В данном случае усиление уменьшится на 10 дБ, т. е. —70 — (—80) дБ. Предположив, что половина этого уменьшения приходится на каскады УВЧ ($\Delta G_{RF} = -5$ дБ), получим

$$P_E = 2\,(-5) + (-10) + (-110) - 3\,(-20) + 2\,(-5) = -80 \text{ дБм}.$$

Это означает, что уровень помехи, вызванной взаимной модуляцией, эквивалентен входному уровню сигнала —80 дБм, т. е. на 30 дБ превышает пороговую чувствительность приемника.

3. $P_N = +10$ дБм, $P_F = -40$ дБм, т. е. уровень P_N выше уровня насыщения, а P_F ниже. Это соответствует случаю 3 и поэтому согласно (4.14) получаем

$$P_E = 2\,(+10) + (-40) + (-110) - 3\,(-20) - 2\,(10 - 0) = -90 \text{ дБм}$$

т. е. уровень помехи, обусловленной взаимной модуляцией, на 20 дБ будет превышать пороговую чувствительность приемника.

4. $P_N = -40$ дБм, $P_F = 10$ дБм. Эта ситуация соответствует случаю 4. В соответствии с (4.15) имеем

$$P_E = 2\,(-40) + (+10) + (-110) - 3\,(-20) - (10 - 0) = -130 \text{ дБм},$$

т. е. уровень помехи на 20 дБ ниже пороговой чувствительности и, следовательно, она не сказывается на работе приемника[44].

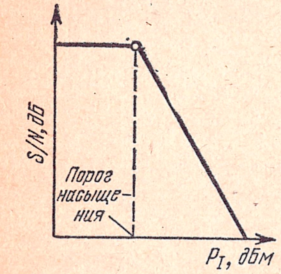


Рис. 4.16. Уменьшение усиления полезного сигнала.

Насыщение приемника помехой. Если приемник подвергается воздействию достаточно сильных мешающих излучений на частотах, близких к частоте сигнала, нелинейности характеристик входных каскадов приемника могут привести к уменьшению усиления полезного сигнала (рис. 4.16). Область постоянного отношения сигнал/шум (S/N) соответствует отсутствию помех. Отношение сигнал/шум в децибелах при отсутствии помех может быть выражено в виде

$$S/N = P_S - P_{REF} + (S/N)_{REF}, \tag{4.16}$$

где P_S — действующий уровень полезного сигнала, дБм; P_{REF} — пороговый уровень сигнала, дБм; $(S/N)_{REF}$ — пороговое отношение сигнал/шум.

Точка перегиба на рис. 4.16 соответствует порогу насыщения входных каскадов приемника. Если уровень помехи P_I превышает порог насыщения, то отношение сигнал/шум уменьшается[45]. Степень уменьшения усиления в зависимости от мощности помехи в основном определяется отношением сигнал/шум до воздействия помехи.

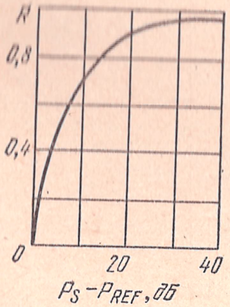


Рис. 4.17. Зависимость степени уменьшения усиления от превышения сигналом порогового уровня.

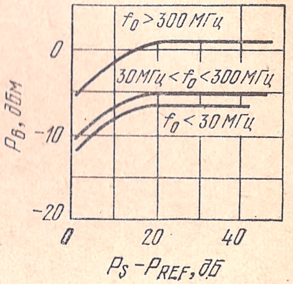


Рис. 4.18. Пороговые уровни насыщения.

Уменьшение отношения сигнал/шум можно определить с помощью выражения

$$(S/N)' = S/N - (P_A - P_{\text{sat}})/R, \tag{4.17}$$

где $(S/N)'$ — отношение сигнал/шум после уменьшения усиления, дБ; S/N — отношение сигнал/шум в отсутствие помех; P_A — уровень помехи на входе приемника, дБм; P_{sat} — уровень насыщения входных каскадов приемника, дБм; R — степень уменьшения усиления (из рис. 4.17).

Если на вход приемника воздействует не одно, а несколько мешающих излучений, то уменьшение усиления вызывается суммарным действием этих излучений.

Уровень насыщения приемника можно определить по приближенной формуле

$$P_{\text{sat}} = P_B + 10\lg\,(\Delta f/f_{0R}), \tag{4.18}$$

где $\Delta f/f_{0R}$ — отношение расстройки помехи к частоте сигнала; P_B — пороговый уровень, дБм, полученный из рис. 4.18.

Пример 4.10. Рассмотрим приемник УВЧ с чувствительностью

$$P_{REF} = -110 \text{ дБм для } (S+N)/N = 6 \text{ дБ}$$

или $(S/N)_{REF} = 5$ дБ.

Предположим, что на входе приемника $P_S = -90$ дБм, $P_A = -10$ дБм и $\Delta f/f_{0R} = 1\%$. Вычислим результирующее значение отношения сигнал/шум с учетом уменьшения коэффициента усиления.

Отношение сигнал/шум при отсутствии помех (4.16)

$$S/N = (-90) - (-110) + 5 = 25 \text{ дБ}.$$

Из рис. 4.17 $R = 0{,}9$. Уровень P_{sat} определяем согласно (4.18). При $P_B = +1$ дБм (из рис. 4.18) и $\Delta f/f_{0R} = 0{,}01$ находим $P_{\text{sat}} = -19$ дБм.

Подставляя полученные значения в (4.17), получаем

$$\left(\frac{S}{N}\right)' = 25 - \frac{(-10)-(-19)}{0{,}9} = 15 \text{дБ}.$$

Таким образом, помеха с уровнем —10 дБм уменьшила коэффициент усиления приемника на 10 дБ, что привело уменьшению отношения сигнал/шум с 25 до 15 дБ (без учета других эффектов за счет воздействия помехи).

Перекрестная модуляция*⁾. Диапазон частот, в котором помехи могут привести к перекрестной модуляции, не так ограничен, как для помех, обусловленных взаимной модуляцией. Мешающее излучение на любой частоте соседнего канала может привести к возникновению перекрестной модуляции и соответственно ухудшить характеристики приемника. Однако необходимо отметить, что полезный сигнал может подавить продукты перекрестной модуляции, и поэтому перекрестная модуляция меньше влияет на отношение сигнал/помеха, чем взаимная модуляция$^{46)}$.

Перекрестная модуляция, вызываемая АМ помехой (имеющей две боковые полосы), определяется выражением**⁾

$$S/I = -2P_A + \text{ППМ}, \qquad (4.19)$$

где S/I — отношение сигнал/помеха на выходе приемника, дБ; P_A — мощность помехи на входе приемника, дБм; ППМ — параметр перекрестной модуляции, дБ.

---

*⁾ Иногда называют перекрестными искажениями. (*Прим. ред.*)

**⁾ Выражение (4.19) справедливо, если полезный сигнал и помеха модулированы по амплитуде, имеют две боковые полосы, одинаковую глубину модуляции и отношение сигнал/помеха $S/I \geqslant 6$ дБ. При $S/I < 6$ дБ мешающее излучение может модулировать несущую, что приводит к дополнительным искажениям.

В предположении, что имеется только один источник помехи, был проведен статистический анализ данных измерений типовых приемников. Его результаты приведены на рис. 4.19.

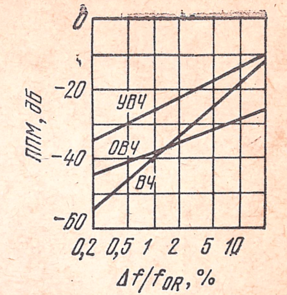


Рис. 4.19. Зависимость ППМ от расстройки по частоте.

Пример 4.11. Рассмотрим ВЧ приемник, на вход которого поступают полезный сигнал и помеха, модулированные по амплитуде с двумя полосами. Предположим, что глубина модуляции сигнала и помехи одинакова, уровень помехи $P_A = -30$ дБм, относительная расстройка $\Delta f/f_{0R} = 1\%$. Согласно рис. 4.19 ППМ $= -40$ дБ. Подставляя значения величин в (4.19) получаем

$$S/I = -2\,(-30) + (-40) = 20 \text{ дБ}.$$

Глава 5

ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭМП

Влияние помехи прежде всего следует оценивать ее уровнем на входе антенны. Для этого необходимо знать характеристики излучения (приема) антенн:

— в основном и неосновных направлениях*⁾;

— на рабочей** и побочных частотах для различных поляризаций;

— для ближней и дальней зон.

5.1. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

Диаграмма направленности антенны (ДНА) в дальней зоне (рис. 5.1) может существенно отличаться в разных плоскостях. Вообще говоря, для полного описания направленных свойств антенны следует использовать трехмерную ДНА.

---

*⁾ Основное направление соответствует области главного лепестка, неосновное — любое внеосевое направление, т. е. вне области главного лепестка. (*Прим. пер.*)

**⁾ Т. е. основной, на которую рассчитана данная антенна (*Прим. ред.*).

Два сектора (области основного и неосновного направлений), показанные на рис. 5.1, следует рассматривать отдельно.

Первый сектор — область полезного излучения, т. е. область пространства, в которой антенна должна излучать

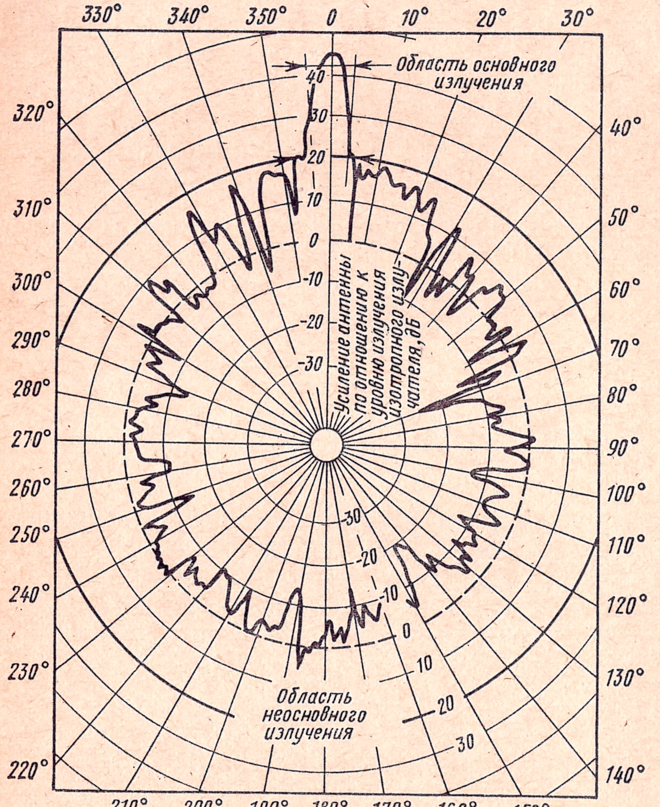


Рис. 5.1. Типовая ДНА в полярной системе координат.

энергию. Эта область ограничена определенным телесным углом. Для всенаправленной (изотропной) антенны область полезного излучения занимает все пространство (4π ср) вокруг антенны. В пределах рабочего диапазона частот размеры области полезного излучения антенны могут быть определены шириной луча (главного лепестка) по азимуту

и углу места. Уровень излучения может быть охарактеризован коэффициентом усиления (КУ) антенны по отношению к уровню излучения изотропного источника. Эти параметры обычно измеряют или вычисляют. Измерение или расчет ширины главного лепестка и КУ на частотах, отличающихся от рабочей, вызывает затруднения.

Второй сектор представляет собой область неосновных направлений ДНА. Хотя конкретная ДНА и позволяет определить характеристики излучения антенны в неосновных направлениях, однако знания ее недостаточно для прогнозирования помех. Это связано с тем, что значения КУ при одних и тех же значениях углов относительно главного направления для различных экземпляров антенн данного типа на различных частотах рабочего диапазона, для различных пунктов расположения антенн не совпадают. В отдельных направлениях различие может быть существенным.

Функция распределения уровней ДНА. Рассмотрим ДН двух антенн одного типа (рис. 5.2), расположенных в одном и том же месте, снятых с помощью одной и той же аппаратуры и одинаковых методик измерения. Эти ДН значительно отличаются в отдельных направлениях. Однако их флуктуации, вообще говоря, ограничены.

Для различных частот рабочего диапазона и различного расположения антенны область ее ДН, лежащая за пределами главного и первых боковых* лепестков, флюктуирует по случайному закону. Поэтому для данного направления уровень излучения в некоторых пределах может быть любым. Пытаться точно описать эти случайные изменения не имеет смысла.

Более реалистическим подходом является представление ДНА функцией распределения ее уровней, которая определяет вероятность превышения заданного уровня в неосновных направлениях. С помощью этой функции можно охарактеризовать определенный тип антенн в широком диапазоне частот, при различных поляризациях, для ближней и дальней зон.

Чтобы представить излучения в неосновных направлениях с помощью функции распределения уровней ДН, воспользуемся рис. 5.3. Рассмотрим приведенную ДН за исключением области основного направления (~5°). Функция распределения уровней ДН для данной антенны — ин-

---

*) Апертурных. (*Прим. пер.*)

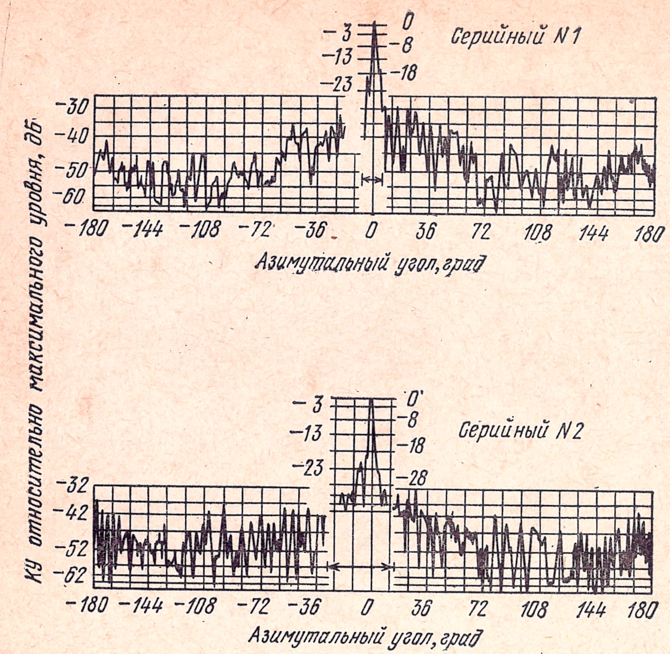


Рис. 5.2. ДН двух однотипных антенн.

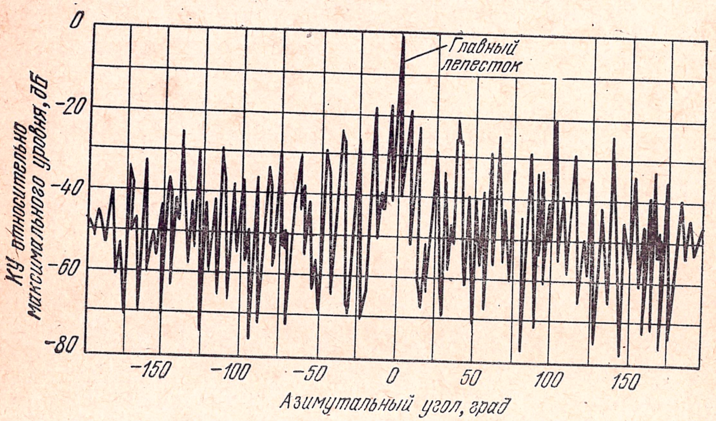


Рис. 5.3. Типовая ДНА в декартовых координатах.

тегральная кривая распределения КУ антенны. Например, вероятность того, что уровень излучения антенны относительно максимального превысит —30 дБ, можно определить непосредственно из рис. 5.3. В соответствии с этим рисунком, уровни, превышающие —30 дБ, встречаются в совокупности в пределах 24 из 355° (360° — 5°). Поэтому вероятность того, что относительный уровень излучения превышает —30 дБ, составляет 24/355 или 6,8%*⁾.

Хотя функцию распределения уровней можно получить графически из ДНА, в общем случае проще пользоваться табулированными значениями, как например, представленными в табл. 5.1. В таблице приведены значения относительных уровней излучения через каждые 2,5°. Для данной диаграммы взято 141 значение уровней, перекрывающих 355°. При такой табуляции вероятность того, что относительный уровень —30 дБ превышается, определяется числом уровней, превышающих —30 дБ, деленным на общее число градаций. Так, вероятность превышения уровня —30 дБ, рассчитанная в соответствии с табл. 5.1, составляет 5,7%. Различие между этим значением и значением, полученным при использовании ДНА, объясняется квантованностью данных таблицы. В среднем отличие значений для всей функции распределения, полученных двумя способами, несущественно.

Способ определения этой функции с использованием данных табл. 4.1 иллюстрируется табл. 5.2. Во второй колонке приведено число градаций, соответствующих каждому уровню. Данные третьей колонки — число случаев, в которых уровень действующего излучения равен или превышает уровень, указанный в первой колонке (получены суммированием предшествующих чисел второй колонки). Суммарная вероятность, определяемая как отношение совокупного числа градаций к общему числу случаев, и характеризует таким образом функцию распределения уровней ДНА. График, построенный по данным табл. 5.2, приведен на рис. 5.4**⁾.

Таким образом, в пределах анализируемой области функция может быть представлена нормальным законом

---

*⁾ Для более точного построения функции распределения уровней требуется ДНА, достаточно «растянутая» по оси абсцисс. (*Прим. ред.*)

**⁾ Масштаб графика выбран таким, чтобы интегральная кривая распределения для нормального закона распределения выражалась прямой линией. (*Прим. пер.*)

Таблица 5.1

Азимутальный угол, град	КУ относительно максимального уровня, дБ	Азимутальный угол, град	КУ относительно максимального уровня, ДБ	Азимутальный угол, град	КУ относительно максимального уровня, дБ	Азимутальный угол, град	КУ относительно максимального уровня, дБ
5,0	—25	92,5	—53	—5,0	—23	—92,5	—77
7,5	—19	95,0	—48	—7,5	—48	—95,0	—53
10,0	—45	97,5	—36	—10,0	—42	—97,5	—45
12,5	—48	100,0	—50	—12,5	—50	—100,0	—45
15,0	—63	102,5	—50	—15,0	—19	—102,5	—48
17,5	—63	105,0	—42	—17,5	—48	—105,0	—42
20,5	—60	107,5	—53	—20,0	—65	—107,5	—60
22,5	—48	110,0	—48	—22,5	—63	—110,0	—39
25,0	—33	112,5	—31	—25,0	—33	—112,5	—31
27,5	—60	115,0	—55	—27,5	—53	—115,0	—60
30,0	—36	117,5	—60	—30,0	—63	—117,5	—53
32,5	—53	120,0	—53	—32,5	—65	—120,0	—55
35,0	—48	122,5	—39	—35,0	—39	—122,5	—48
37,5	—27	125,0	—73	—37,5	—27	—125,0	—73
40,0	—39	127,5	—60	—40,0	—48	—127,5	—36
42,5	—53	130,0	—45	—42,5	—60	—130,0	—50
45,0	—45	132,5	—60	—45,0	—36	—132,5	—53
47,5	—55	135,0	—48	—47,5	—42	—135,0	—42
50,0	—69	137,5	—27	—50,0	—69	—137,5	—27
52,5	—50	140,0	—42	—52,5	—60	—140,0	—48
55,0	—60	142,5	—80	—55,0	—60	—142,5	—55
57,5	—36	145,0	—50	—57,5	—45	—145,0	—42
60,0	—50	147,5	—55	—60,0	—48	—147,5	—60
62,5	—50	150,0	—36	—62,5	—50	—150,0	—77
65,0	—39	152,5	—50	—65,0	—39	—152,5	—48
67,5	—48	155,0	—53	—67,5	—53	—155,0	—53
70,0	—53	157,5	—73	—70,0	—73	—157,5	—55
72,5	—42	160,0	—60	—72,5	—50	—160,0	—48
75,0	—31	162,5	—42	—75,0	—31	—162,5	—36
77,5	—48	165,0	—48	—77,5	—55	—165,0	—50
80,0	—73	167,5	—77	—80,0	—48	—167,5	—39
82,5	—33	170,0	—39	—82,5	—36	—170,0	—42
85,0	—42	172,5	—60	—85,0	—60	—172,5	—69
87,5	—69	175,0	—69	—87,5	—69	—175,0	—53
90,0	—39	177,5	—55	—90,0	—42	—177,5	—63
		180,0	—42				

Таблица 5.2

КУ относительно максимального уровня, дБ	Число градаций	Общее число градаций	Суммарная вероятность, %
0...—5	0	0	0
—6...—10	0	0	0
—11...—15	0	0	0
—16...—20	2	2	1,4
—21...—25	2	4	2,8
—26...—30	4	8	5,7
—31...—35	7	15	10,6
—36...—40	17	32	22,7
—41...—45	19	51	36,2
—46...—50	31	82	58,2
—51...—55	22	104	73,6
—56...—60	15	119	84,3
—61...—65	7	126	89,3
—66...—70	6	132	93,5
—71...—75	5	137	97,0
—76...—80	4	141	100,0

распределения. Остается определить ее среднее значение и СКО. Это можно сделать, исходя из данных табл. 5.1.

Среднее значение КУ антенны

$$G_A(f, p) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} G_i, \qquad (5.1)$$

где f — частота; p — поляризация; M — общее число градаций; G_i — относительный уровень КУ i-й градации.

СКО выражается формулой

$$\sigma_A(f, p) = \left[\sum_{i=1}^{M} \frac{[G_i - G(f, p)]^2}{M-1} \right]^{1/2}. \qquad (5.2)$$

Используя формулы (5.1) и (5.2) и данные табл. 5.1, получаем $G_A(f, p) = -50$ дБ и $\sigma_A = \pm 13$ дБ.

Функция распределения уровней ДН позволяет оценить флуктуации ДН. Таким образом, антенны одной серии, имеющие различные ДН, могут быть охарактеризованы единым статистическим распределением. Такое представление характеристик антенн широко используется при расчете ЭМП.

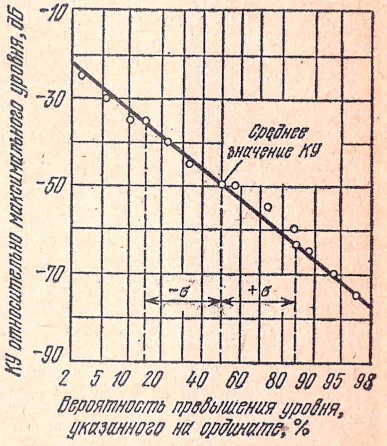


Рис. 5.4. Типичная функция распределения уровней ДНА.

При построении функции распределения по измеренным диаграммам данные необходимо группировать таким образом, чтобы существенно различные условия, при которых проводились измерения, анализировались отдельно. Эти условия могут быть подразделены в зависимости от частоты (внутри или вне рабочего диапазона) и поляризации (рабочей или ей ортогональной)*). Характеристики излучения антенны, требуемые для расчета ЭМП, сведены в табл. 5.3.

Если измерить ДНА непосредственно нельзя, то следует использовать другие данные для получения необхо-

---

*) Т. е. основной или кросс-поляризации. (*Прим. ред.*)

Таблица 5.3

Направление излучения	Частота	Поляризация	$G_A^{*)}$	σ_A^*	Ширина луча*), град	
					азимут	угол места
Основное	Рабочая » Побочная	Рабочая Ортогональная Любая				
Неосновное	Рабочая » Побочная	Рабочая Ортогональная Любая				

*) Эти графы заполняет разработчик. (*Прим. ред.*)

димых характеристик. Проектные характеристики (например, КУ в основном направлении, ширина главного лепестка на рабочей частоте и поляризация) могут быть определены паспортными данными антенны или рассчитаны. Однако при этом реальные характеристики антенны для побочных частот, нерабочих поляризаций, неосновного направления излучения обычно не могут быть получены.

Антенны по значению КУ могут быть подразделены на три класса: высоконаправленные антенны ($G > 25$ дБ), средненаправленные ($G = 10...25$ дБ) и слабонаправленные ($G < 10$ дБ).

Формулы (5.1) и (5.2) позволяют построить функцию распределения уровней только для ДНА, снятой во всем ее динамическом диапазоне (рис. 5.3). Однако на практике динамический диапазон измерительной аппаратуры часто не позволяет снять полную диаграмму. Если этот диапазон ограничен, например составляет 40 дБ, то получают диаграмму, подобную приведенной на рис. 5.5. Использование указанных формул в данном случае приводит к значительным ошибкам в определении среднего значения функции распределения и СКО.

Существует несколько методов, с помощью которых можно оценить характеристики антенны по «усеченной» диаграмме.

Первый метод основывается на том, что при нормальном законе распределения медианное и среднее значение совпадают и распределение симметрично относительно этих значений. Поэтому, если диаграмма «срезана» по уровню, превышаемому не более чем в 50% углов, медианное значение можно использовать для оценки среднего значения, а СКО можно вычислить, исходя только из уровней, превышающих медианный. Например, на основе данных табл. 5.1 этим методом получим $G_A = -49$ дБ и $\sigma = 11{,}4$ дБ. Эти значения близки к соответствующим значениям, полученным по полным данным.

Второй метод основан на построении интегральной кривой распределения, аналогичной приведенной на рис. 5.4.

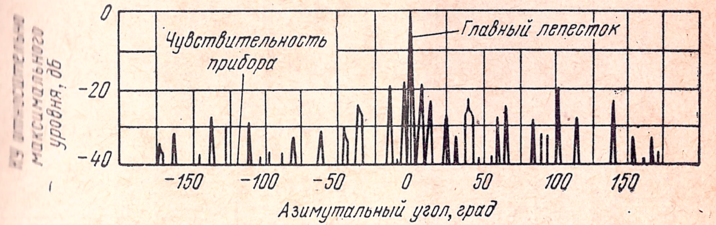


Рис. 5.5. Типичная «усеченная» ДНА.

Построив часть прямой по имеющимся данным (даже если известны лишь уровни, превышающие медианный) и продолжив эту прямую, получим среднее значение КУ и СКО для полного распределения.

Характер окрестности, в которой установлена антенна, влияет на ее параметры (влияние подстилающей поверхности). Степень влияния зависит от наличия вблизи антенны объектов, рассеивающих и отражающих электромагнитные волны. Это, в свою очередь, приводит к различию функций распределения уровней ДНА.

На рис. 5.6 видно, как изменяются функции распределения уровней диаграммы однотипных антенн, расположенных на различных площадках: от практически эквивалентных свободному пространству до большой насыщенности отражающими и рассеивающими объектами. Площадка *5* представляла собой специальный полигон для снятия ДНА, размещенный на вершине горы в Ньюпорте (шт. Нью-Йорк). Здесь практически отсутствовали отражающие объекты, поэтому полученная диаграмма приближается к диаграмме, снятой в свободном пространстве. Другие площадки были расположены на Грифисской базе ВВС в

Риме (Нью-Йорк). На этих площадках имелись объекты, отражающие и рассеивающие энергию.

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы. Во-первых, для высоких уровней излучения антенны (главный и первые боковые лепестки) влияние площадки незначительно. Во-вторых, в секторе, где уровни излучения антенны очень низки, энергия, отраженная или рассеянная объектами, находящимися на площадке, может оказаться больше энергии, непосредственно излученной антенной. Таким образом, эффект площадки проявляется в основном в том секторе излучения антенны (низкие уровни), который в общем случае менее важен с точки зрения проблемы ЭМС*⁾.

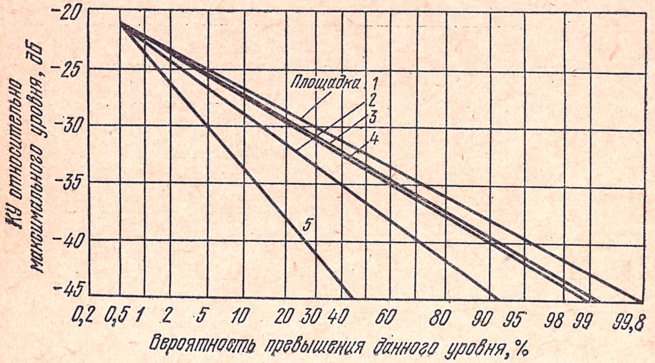


Рис. 5.6. Функция распределения уровней однотипных ДН антенн, установленных на различных площадках.

В большинстве случаев ДНА измеряют на типовых площадках, и полученные при этом функции распределения, как правило, хорошо совпадают с соответствующими характеристиками антенн в рабочих условиях. Исключением является случай, когда объекты, находящиеся в непосредственной близости от ИП или РП, затеняют или экранируют сигналы в некоторых пространственных секторах. Эффекты экранирования неровностями земной поверхности или крупными сооружениями должны быть учтены при прогнозировании ЭМП (при определении потерь на распространение).

Значительная доля всей излученной мощности концентрируется в основном направлении. Например, у многих направленных антенн 50% мощности или более сосредоточено в пределах главного лепестка. Поэтому, если основное направление излучения исключить из анализа, среднее значение КУ следует ожидать равным 50% (—3 дБ) по отношению к уровню излучения изотропной антенны. Если же 90% мощности или более излучается в основном направлении (у хорошо спроектированных высоконаправленных антенн), среднее значение КУ для оставшейся части диаграммы составит не более 10% (—10 дБ) по отношению к уровню излучения изотропной антенны.

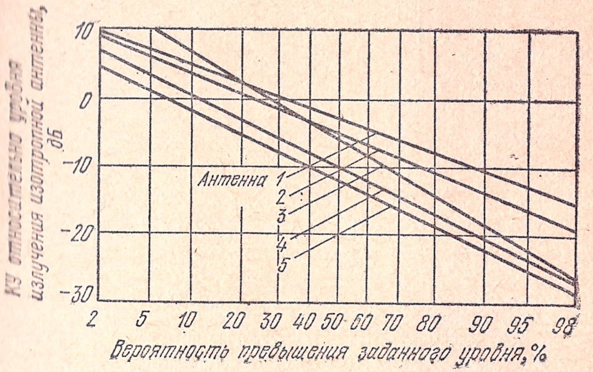


Рис. 5.7. Функция распределения уровней ДН различных антенн.

Антенны 1—3, 5 установлены на одной площадке, антенна 4 установлена на аналогичной площадке.

Характеристики главного лепестка различных антенн могут иметь значительные расхождения. Однако анализ ДН различных высоконаправленных антенн показывает, что существует определенное подобие их функций распределения уровней (рис. 5.7.)

Исходя из рис. 5.7 можно показать, что значения СКО функций распределения пяти антенн достаточно близки. Обращаясь к табл. 5.4, следует отметить, что не существует очевидной корреляции между КУ и средними значениями уровней функции распределения диаграмм в неосновных направлениях.

---

[*] Иногда направление, соответствующее этим низким уровням ДНА, может явиться определяющим для оценки ЭМС. (*Прим. ред.*)

Таблица 5.4

Номер антенны (рис. 5.7)	КУ относительно уровня излучения изотропной антенны, дБ	Среднее значение функции распределения относительно уровня излучения изотропной антенны, дБ
1	34	—3
2	28	—5
3	40	—6
4	37	—10
5	30	—12

5.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ АОП, ЧОП И ДОП

Учет влияния характеристик антенн на стадии АОП определяется спецификой рассматриваемой ситуации. Например, если все антенны слабонаправленные и имеют одинаковую поляризацию, такие характеристики можно не учитывать, а исходить из номинального значения КУ. При этом учитываемые уровни излучения антенны будут завышены лишь незначительно. Если же антенны высоконаправленные и имеют разную поляризацию, то необходимо учитывать направленность и поляризацию антенн, основываясь на номинальном значении КУ.

Если имеется лишь несколько высоконаправленных антенн среди большинства слабонаправленных или если антенны подвижные (вращающиеся), то АОП следует производить как для основного так и для неосновных направлений излучения.

Если в результате АОП и ЧОП исключены рассмотренные ситуации, то следует оценить влияние помех, обусловленных другими причинами, более детально. Так, например, на стадии ДОП приходится учитывать характеристики антенны в ближней зоне, а также изменение их во времени. Последнее нужно тогда, когда у антенн, перемещающихся в пространстве, в определенные моменты времени могут совпадать основные или неосновные направления излучения.

5.3. ОСНОВНЫЕ И НЕОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИЗЛУЧЕНИЙ

Для прогнозирования следует определять характеристики антенн внутри телесного угла, в пределах которого она должна излучать (или принимать) энергию. Необходимо определить КУ и ширину главного лепестка ДНА как на рабочих частоте и поляризации, так и на других частотах и поляризациях.

Ширина главного лепестка ДНА определяет область основного направления излучения по уровню 10 дБ по азимуту (α_0) и углу места (β_0) *⁾.

Среднее значение КУ G_0 (f, p) на 3 дБ ниже максимального (т. е. оно соответствует значению КУ для ДНА по уровню 3 дБ).

Среднеквадратичное отклонение σ (f, p) характеризует колебания значений КУ в основном направлении ДНА при различных ситуациях. Обычно предполагается, что отклонения КУ носят случайный характер и описываются нормальным законом распределения.

Если же конкретные данные отсутствуют (что чаще всего и бывает), то антенну в основном направлении можно характеризовать ориентировочными данными, представленными в табл. 5.5. (результат обобщения данных для антенн различного типа)[47].

Чтобы прогнозировать ЭМП, необходимо знать характеристики антенны и в неосновных направлениях излучения. Если ДНА измерена, то функцию распределения ее уровней можно определить по формулам (5.1) и (5.2). Согласно (5.2) используется нормальный закон распределения, и требуемые данные определяются путем задания средних значений КУ и СКО для конкретных условий. Если измерить ДНА нельзя, то для неосновных направлений излучения прогнозировать ЭМП следует исходя из обобщенных характеристик антенн (табл. 5.6).

Пример 5.1. Рассмотрим параболическую антенну диаметром 1,8 м, работающую на частоте 10 ГГц. На рабочих частоте и поляризации $G = 45$ дБ по отношению к уровню излучения изотропной антенны. Пусть необходимо прогнозировать ЭМП для неосновного направления излучения на побочной частоте и нерабочей**⁾ поляризации. Согласно табл. 5.6 среднее значение КУ относительно уровня излучения изотропной антенны составляет —10 дБ.

---

*⁾ Если ширина главного лепестка по уровню 10 дБ неизвестна, то для антенн с большим КУ она может быть принята равной удвоенному значению ширины лепестка по уровню 3 дБ.

**⁾ Т. е. неосновной. (*Прим. ред.*)

Таблица 5.5

Тип антенны	Частота	Поляризация	α, град	β, град	G, дБ	σ, дБ	D, дБ	$\Delta G(p)$, дБ
Высоконаправленная	Рабочая	Рабочая	α_0	β_0	G_0	2	0	0
$G(f_0)>25$ дБ	»	Ортогональная	$10\alpha_0$	$10\beta_0$	G_0—20	3	0	—20
	Побочная	Любая	$4\alpha_0$	$4\beta_0$	G_0—13	3	—13	0
Средненаправленная	Рабочая	Рабочая	α_0	β_0	G_0	2	0	0
10дБ$<G(f_0)<$25 дБ	»	Ортогональная	$10\alpha_0$	$10\beta_0$	G_0—20	3	0	—20
Резонансная	Побочная	Любая	$3\alpha_0$	$3\beta_0$	G_0	3	—10	0
Нерезонансная	»	»	α_0	β_0	G_0	3	0	0
Слабонаправленная	Рабочая	Рабочая	α_0	β_0	G_0	1	0	0
$G(f_0)<10$ дБ	»	Ортогональная	$6\alpha_0$	$6\beta_0$	G_0—16	2	0	—16
	Побочная	Любая	360	180	0	2	$-G_0$	0

Примечания. α, β, G и σ—функции частоты и поляризации; α_0, β_0, G_0—для рабочих частоты и поляризации: D—постоянный коэффициент, характеризующий уменьшение КУ в основном направлении на побочной частоте; $\Delta G(p)$—изменение КУ для ортогональной поляризации.

Таблица 5.6

Тип антенны	Частота	Поляризация	$\sigma_{ср}$, дБ	σ, дБ
Высоконаправленная	Рабочая	Рабочая	—10	14
	»	Ортогональная	—10	14
	Побочная	Любая	—10	14
Средненаправленная	Рабочая	Рабочая	—10	11
	»	Ортогональная	—10	13
	Побочная	Любая	—10	10
Слабонаправленная	Рабочая	Рабочая	0	6
	»	Ортогональная	—13	8
	Побочная	Любая	—3	6

5.4. ЧАСТОТНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ

Для прогнозирования ЭМП на рабочих частоте и поляризации ширину главного лепестка ДНА определяют по уровню 10 дБ по азимуту (α) и углу места (β), а значение СКО принимают $\sigma = 2$ дБ.

Обобщенные характеристики излучения некоторых типов антенн в неосновном направлении приведены в табл. 5.7.

Пример 5.2. Рассмотрим параболическую зеркальную антенну диаметром $D_A = 3$ м, предназначенную для работы на частоте 10 Гц, с номинальным значением $G = 47$ дБ и шириной главного лепестка ДНА по уровню 3 дБ $\alpha = \beta = 1{,}1°$.

Оценим КУ и ширину главного лепестка на рабочих частоте и поляризации. КУ в области главного лепестка на рабочих частоте и поляризации описывается нормальным законом распределения со средним (на 3 дБ ниже номинального) значением 44 дБ и $\sigma = 2$ дБ. Ширина главного лепестка по уровню 10 дБ $\alpha_0 = \beta_0 = 2{,}2°$. Таким образом, параметры антенны, характеризующие ее излучение на рабочих частоте (f_0) и поляризации (p_0), определяются следующим образом:

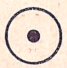
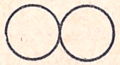
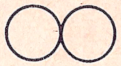
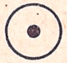
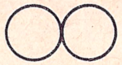
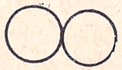
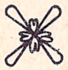
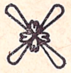
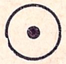
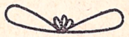
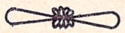
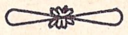
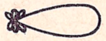
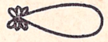
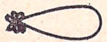
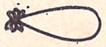
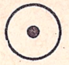
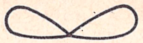
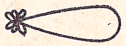
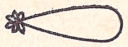
$$\alpha_0\,(f_0,\ p_0) = 2{,}2°; \quad \beta_0\,(f_0,\ p_0) = 2{,}2°;$$
$$G\,(f_0,\ p_0) = 44\ \text{дБ}; \quad \sigma\,(f_0,\ p_0) = 2\ \text{дБ}.$$

Номинальные значения КУ и эффективной площади поверхности. Номинальное значение КУ антенны выражается формулой

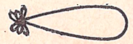
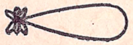
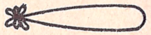
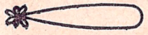
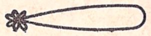
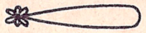
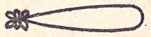
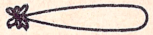
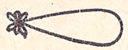
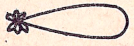
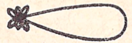
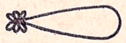
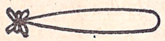
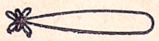
$$G = 4\ \pi A_{\text{eff}}/\lambda^2, \tag{5.3}$$

где A_{eff} —эффективная площадь поверхности антенны; λ — длина волны.

Таблица 5.7

Тип антенны	ДНА		G, дБ
	горизонтальная	вертикальная	
Четвертьволновый вертикальный вибратор			3
Полуволновый горизонтальный диполь			3
Вертикальная рамка			3
Длинный провод			6...10
Коллинеарная решетка			6...10
Синфазная решетка			6...10
Антенна бегущей волны			6...10
Щелевая			6...10
Спиральная (всенаправленного излучения)			6...10
Волновой канал			10...15

Продолжение табл. 5.7

Тип антенны	ДНА		G, дБ
	горизонтальная	вертикальная	
Синфазная решетка с рефлектором			10...15
Ромбическая			15...25
Рупорная			15...25
Уголковый отражатель			15...20
Логопериодическая			10...15
Спиральная осевого излучения			10...15
Апертура или решетка			25...60

Переходя от длины волны к частоте, формулу (5.3) можно записать в виде

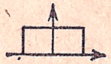
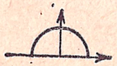
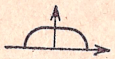
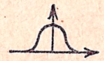
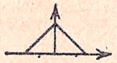
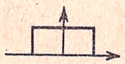
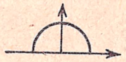
$$G = 4\ \pi A_{\mathrm{eff}}\ f^2/0,09$$

или

$$G\ [\text{дБ}] = 21,5 + 10 \lg A_{\mathrm{eff}} + 20 \lg f, \qquad (5.4)$$

где A_{eff} — произведение коэффициента использования поверхности антенны (КИП) и геометрической площади раскрыва, м²; f — частота, ГГц.

Таблица 5.8

Распределение поля по апертуре	ДНА	КИП	Уровень первого бокового лепестка по отношению к уровню главного, дБ
	Прямоугольные апертуры		
Прямоугольное		1,0	—13
По полуокружности		0,833	—21
Косинусоидальное		0,810	—23
Косинусквадратное		0,667	—32
Треугольное		0,75	—26
	Круглые апертуры		
Прямоугольное		1,0	—18
По полуокружности		0,75	—25

КИП зависит от характера облучения апертуры. При однородном облучении КИП максимален, но увеличивается уровень боковых лепестков. При других видах облучения КИП уменьшается, уменьшается и уровень боковых лепестков. Вследствие этого при проектировании большинства антенн принимают компромиссное решение, учитывающее оба фактора.

У высоконаправленных апертурных антенн эффективная площадь поверхности может быть несколько меньше (на 1 — 3 дБ) геометрической площади их раскрыва. В табл. 5.8 приведены зависимости между распределением поля в апертуре, КИП и уровнем первого бокового лепестка ДНА, а в табл. 5.9 — значения КИП и формулы, определяющие A_{eff} для некоторых антенн.

Таблица 5.9

Гип антенны	КИП	A_{eff}
Изотропный излучатель	1	$\lambda^2/4\pi$
Небольшой диполь или рамочная антенна ($l<\lambda/10$)	1	$1{,}5\lambda^2/4\pi$
Полуволновый диполь	1	$1{,}64\lambda^2/4\pi$
Рупорная	0,45	$0{,}45A$
Параболическая	0,5...0,6	$(0{,}5...0{,}6)A$

Пример 5.3. Рассмотрим антенну с круглой апертурой диаметром 1,8 м на частоте 10 ГГц. Предположим, что антенна возбуждается по закону полуокружности. Используя табл. 5.8 и формулу (5.4), имеем

$$A_{\text{eff}} = 0{,}75\,\frac{\pi D_A^2}{4} = 1{,}9\text{м}^2;$$

$$G\,[\text{дБ}] = 21{,}5 + 10\,\lg\,1{,}9\ \text{м}^2 + 20\,\lg\,10\ \text{ГГц} \approx 44\ \text{дБ}.$$

Ширина главного лепестка. КУ антенны связан с шириной главного лепестка. Антенна с большим КУ имеет узкий лепесток и наоборот.

Если ширина главного лепестка по уровню 3 дБ определена, приблизительное значение КУ может быть рассчитано по формулам

$$G = 30\,000/\theta_E\,\theta_H, \tag{5.5}$$

$$G\,[\text{дБ}] = 45 - 10\,\lg\,(\theta_E\,\theta_H). \tag{5.6}$$

где θ_E, θ_H — ширина главного лепестка по уровню 3 дБ соответственно в E- и H-плоскости, град.

Формула (5.5) справедлива для антенн, у которых θ_E и $\theta_H < 20°$ и $G > 20$ дБ.

Пример 5.4. Рассмотрим антенну с углами $\theta_E = \theta_H = 10°$. Для этой антенны усиление (5.6)

$$G\ [\text{дБ}] = 45 - 10\ \lg\ (10 \cdot 10) = 25\ \text{дБ}.$$

Если известен КУ и отношение угла θ_E/θ_H, формула (5.5) может быть использована для определения θ_E/θ_H.

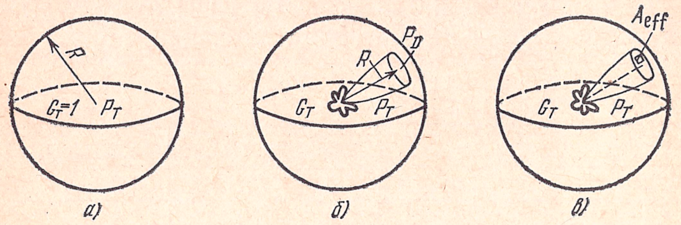


Рис. 5.8. К определению мощности колебаний, принимаемых антенной РП.

Определение мощности колебаний, принимаемых антенной РП. Плотность потока мощности (в ваттах на единицу площади) на расстоянии R от ИП можно, как известно, определить для ИП с изотропной антенной (рис. 5.8, *а*):

$$P = P_T/4\pi R^2,$$

для ИП, антенна которого обладает усилением G_T в направлении R (рис. 5.8, *б*):

$$P_D = P_T G_T/4\pi R^2.$$

Мощность помехи, принимаемой антенной РП, можно представить в виде (рис. 5.8, *в*)

$$P_R\,[\text{Вт}] = P_D A_{\text{eff}} = \frac{P_T G_T A_{\text{eff}}}{4\pi R^2}.$$

Учитывая (5.3), это выражение можно привести к виду

$$P_R\,[\text{Вт}] = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{P_T G_T G_R c^2}{(4\pi R f)^2},$$

где c — скорость света.

Зависимость параметров антенны от частоты и поляризации. Первым параметром, который должен быть определен для оценки ЭМП на побочной частоте, является соответствующий КУ антенны. Для рабочей поляризации КУ антенны на побочных частотах (например, на гармониках) будет меньше, хотя в соответствии с формулой (5.4) КУ должен возрастать с ростом частоты. Это уменьшение КУ обусловлено фазовыми искажениями в апертуре и изменением функции распределения поля в апертуре. КУ для побочных частот может быть представлен (рис. 5.9) функцией[48)]

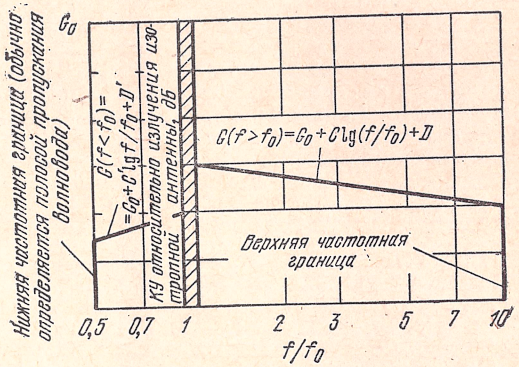


Рис. 5.9. Математическая модель КУ.

$$G\ (f,\ p) = G_0\ (f_0,\ p_0) + C\ \lg\ (f/f_0) + D, \tag{5.7}$$

где G_0 (f_0, p_0) — среднее значение КУ на рабочих частоте f_0 и поляризации p_0; C, D — постоянные коэффициенты, определяемые для конкретной антенны. Если конкретные данные отсутствуют, то рассчитать параметры антенн можно с помощью табл. 5.5*.

Вторым важным параметром, который следует определять для оценки ЭМП, является ширина главного лепестка на побочных частотах. Для высоконаправленных антенн произведение ширины главного лепестка по азимуту и углу места и КУ антенны является постоянным. (5.5). Поэтому, когда КУ уменьшается, углы α и β увеличиваются. Углы $\alpha(f, p)$ или $\beta(f, p)$ для частоты f и поляризации p можно выразить следующим образом:

---

* В оригинале табл. 5.5 во всех случаях было указано значение $C = 0$, поэтому графа для C из табл. 5.5 была исключена. (*Прим. ред.*)

$$\alpha(f, p) \approx \sqrt{\frac{G(f_0, p_0)}{G(f, p)}}\,\alpha(f_0, p_0);$$

$$\beta(f, p) \approx \sqrt{\frac{G(f_0, p_0)}{G(f, p)}}\,\beta(f_0, p_0). \qquad (5.8)$$

Пример 5.5. Пользуясь табл. 5.5, проведем АОП для побочной частоты с использованием данных примера 5.2.

Для высоконаправленных антенн ($G > 25$ дБ) КУ на побочных частотах по отношению к среднему значению КУ на рабочей частоте составляет -13 дБ. Ширина главного лепестка в азимутальной плоскости и плоскости угла места в этом случае в 4 раза больше, чем на рабочей частоте. Поэтому для побочных частот следует использовать величины:

$$\alpha(f, p_0) = 8{,}8^\circ; \quad \beta(f, p_0) = 8{,}8^\circ, \quad \sigma(f_0, p_0) = 3 \text{ дБ}.$$

Полагая $D = -13$ дБ, а $C = 0$, КУ на побочных частотах можно получить по формуле (5.7):

$$G(f, p) = 44 - 13 = 31 \text{ дБ}.$$

Отличие КУ линейно-поляризованных антенн в разных плоскостях поляризации наиболее ярко выражено на рабочей частоте, причем КУ будет максимальным при рабочей поляризации.

Влияние поляризации учитывается поправочными коэффициентами. Так, для любой поляризации

$$G(f_0, p) = G(f_0, p_0) + \Delta G(p),$$

где ΔG — изменение КУ из-за несовпадения поляризаций, дБ.

Ширину главного лепестка для нерабочей поляризации можно рассчитать с помощью соотношений (5. 8). Для этого $G(f, p)$ в (5.8) заменяем на $G(f_0, p)$.

Пример 5.6. Проведем АОП для ортогональной поляризации по данным примера 5.2.

Согласно табл. 5.5 для высоконаправленной антенны на рабочей частоте при ортогональной поляризации $\Delta G(p) = -20$ дБ (коэффициент, корректирующий КУ относительно его номинального значения). В этом случае ширина главного лепестка в 10 раз больше, чем при рабочей поляризации. Таким образом,

$$\alpha(f_0, p) = 22^\circ; \quad \beta(f_0, p) = 22^\circ;$$
$$G(f_0, p) = 27 \text{ дБ}, \quad \sigma(f_0, p) = 3 \text{ дБ}.$$

Исследование функций распределения уровней ДНА показывает, что средние значения этих функций для нерабочих частот и поляризаций несущественно отличаются от соответствующих значений для рабочих частоты и поляризации в реальных рабочих условиях.

5.5. УСИЛЕНИЕ АНТЕННЫ В ДАЛЬНЕЙ, ПЕРЕХОДНОЙ И БЛИЖНЕЙ ЗОНАХ

Для прогнозирования ЭМП часто требуется знать характеристики излучения антенны в ближей зоне. Это особенно важно в случае высоконаправленных СВЧ антенн, а также если несколько систем расположены достаточно близко (в ближней зоне).

Определение характеристик антенны в ближней зоне значительно сложнее, чем в дальней. В данном случае они являются функциями не только угловой координаты, но и расстояния от антенны. Кроме того, в ближней зоне существуют сложные соотношения между электрическим и магнитным полями, причем диаграммы этих полей мало соответствуют результирующей диаграмме интенсивности излучения.

Для тех случаев, когда необходимо учитывать условия ближней зоны, значения КУ, полученные на стадиях АОП и ЧОП, следует модифицировать. Приведем методы, позволяющие определить зону, переходную от ближней к дальней*, и вычислить уменьшение КУ при переходе к ближней зоне.

Переходная зона. Переход от ближней зоны к дальней — постепенный. При этом рассчитать расстояние, соответствующее переходной зоне, можно, задавая величину искажения ДН для дальней зоны. Критерием для определения переходной зоны является ограничение фазового рассогласования величиной, не превышающей $\lambda/8$. Это соответствует погрешности в 1 дБ при определении КУ антенны для дальней зоны.

Расстояние до точки наблюдения P (рис. 5.10), лежащей на оси, нормальной к раскрыву антенны, не равно расстоянию от края раскрыва до той же точки. Разность этих расстояний определяет фазовое рассогласование.

---

*) В литературе ближнюю зону часто называют френелевой, а дальнюю — фраунгоферовой. (*Прим. ред.*)

Допустим, что размеры антенны l и расстояние R значительно больше длины волны. Чтобы фазовое рассогласование не превышало величины $\lambda/8$, расстояние R от антенны до точки P должно удовлетворять неравенству (рис. 5.10)

$$R > l^2/\lambda. \qquad (5.9)$$

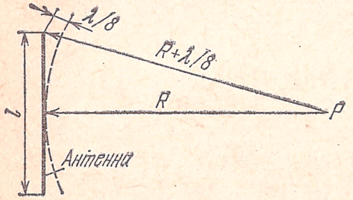


Рис. 5.10. К определению критерия переходной зоны.

Формула (5.9) справедлива для высоко-и средненаправленных антенн. Когда требование $l \gg \lambda$ не выполняется (для слабонаправленных антенн), (5.9) оказывается несправедливой и необходимо пользоваться критерием дальней зоны (рис. 5.11): $R > 3\,\lambda$.

С увеличением отклонения направления излучения от основного расстояние до границы дальней зоны будет существенно уменьшаться. Переходную зону для высоконаправленных антенн можно определить с помощью рис. 5.12. Найдем точку пересечения сплошной кривой, которая соответствует рассматриваемой антенне с заданной апертурой l, со штриховой, соответствующей заданной частоте. Определяющий участок сплошной кривой лежит выше и левее этой точки пересечения; соотношение между переходной зоной и угловым расположением точки наблюдения можно получить, анализируя именно этот участок. Если угловое расположение точки таково, что она находится вне этого участка, для определения переходной зоны следует пользоваться формулой (5.9).

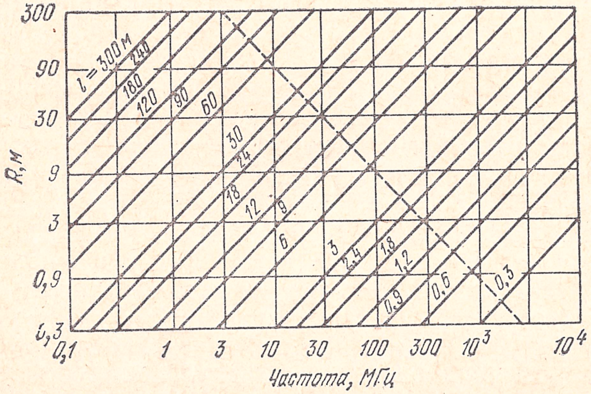


Рис. 5.11. Зависимость расстояния R до дальней зоны от частоты и размера апертуры:
——— $R = l^2/\lambda$; — — — $R = 3\lambda$.

Из рис. 5.12 видно, что переходная зона значительно уменьшается с увеличением угла отклонения от оси антенны. По мере перехода к ближней зоне одним из эффектов является «заплывание» минимумов ДНА. Однако для прогноза ЭМП минимумы несущественны, поскольку характеризуют низкие уровни излучения антенны.

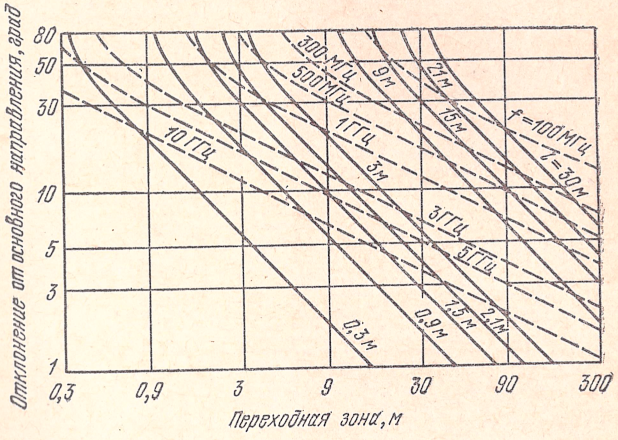
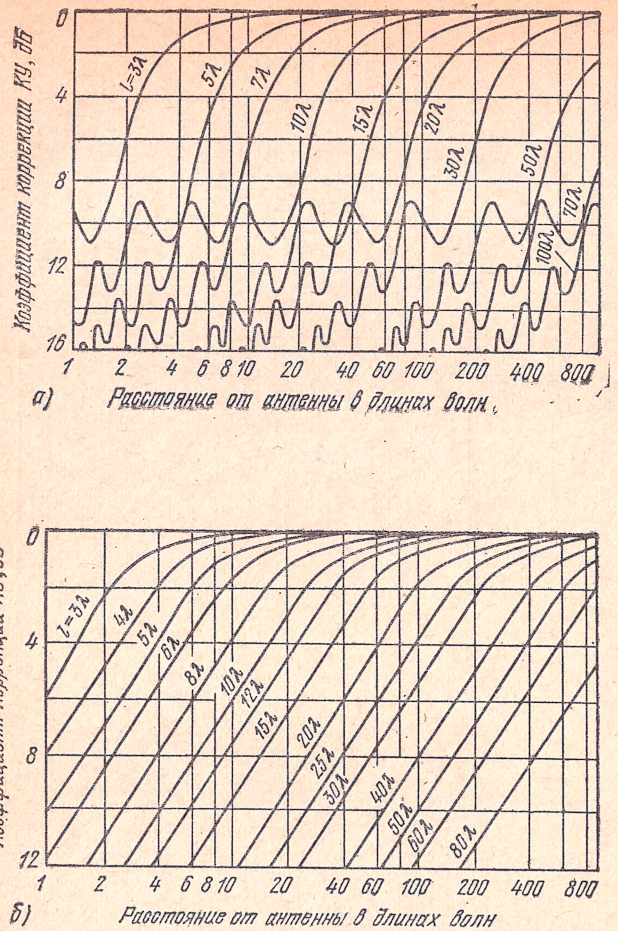


Рис. 5.12. Зависимость расстояния до переходной зоны от направления бокового излучения антенны, ее апертуры и частоты.

Пример 5.7. Рассмотрим параболическую антенну, имеющую диаметр апертуры 9 м и работающую на частоте 1 ГГц. Определим переходную зону для угла 10° относительно основного направления излучения. На рис. 5.12 пересечение сплошной кривой для антенны с апертурой $l = 9$ м и штриховой кривой для $f = 1$ ГГц соответствует углу 7°. Переходная зона при этом составляет 81 м. Рассматриваемая кривая для $l = 9$ м позволяет определить переходную зону и для больших углов. Так, для 10° переходная зона антенн с апертурой 9 м составляет 57 м.

Ближняя зона. Если необходимо рассмотреть осевое излучение антенны в ближней зоне, можно предположить, что вся излученная антенной мощность содержится в ци-



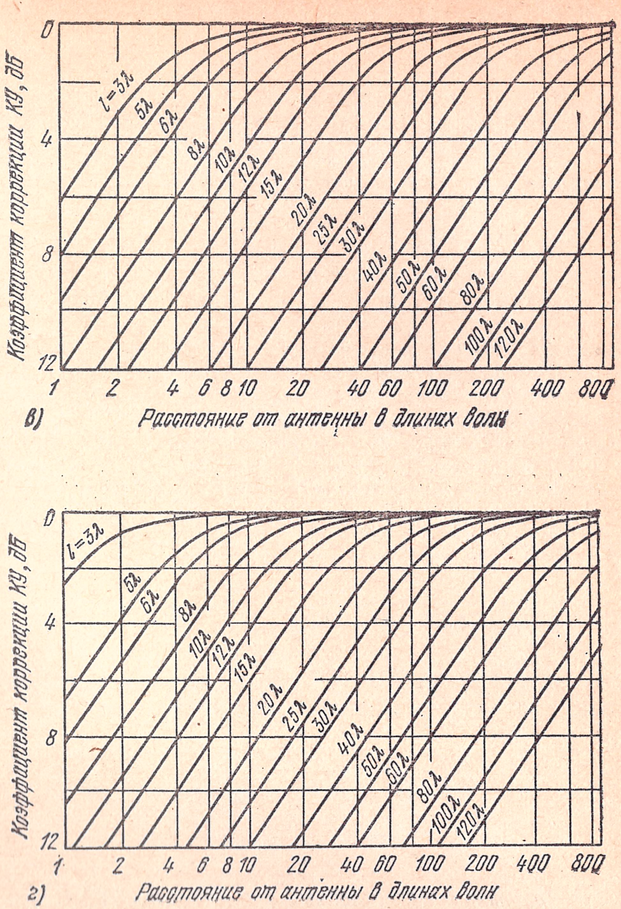


Рис. 5.13. Коэффициент коррекции КУ в дальней зоне для прямоугольных апертур с различным распределением поля: *а* — равномерное, *б* — косинусоидальное, *в* — косинус-квадратное, *г* — косинус-кубическое.

линдрическом объеме вокруг оси антенны с площадью поперечного сечения, равной площади апертуры антенны A (эффект коллимации антенного пучка). При таком нестрогом приближении результирующий КУ в ближней зоне на расстоянии R от антенны может быть представлен формулой

$$G = \frac{4\pi R^2}{A} \text{ для } G < G_{FF} \qquad (5.10)$$

или

$$G\,[\text{дБ}] = 11 + 20\lg R - 10\lg A,$$

где G_{FF} — КУ для дальней зоны; R — расстояние, м; A — площадь апертуры, м².

Пример 5.8. Рассмотрим параболическую антенну с круглой апертурой диаметром 3 м, работающую на частоте 10 ГГц и имеющую номинальный КУ в дальней зоне $G = 45$ дБ. Определим КУ на расстоянии 30 м. Определить размер ближней зоны можно с помощью формулы (5.9) или рис. 5.11. В соответствии с рис. 5.11 длина переходной зоны равна 300 м. По формуле (5.10)

$$G=\frac{4\pi R^2}{A}=\frac{4\pi}{\pi l/4}\left(\frac{R}{l}\right)^2=16\left(\frac{R}{l}\right)^2=16\left(\frac{30}{3}\right)^2=1600\ (32дБ).$$

Это соответствует потерям усиления 13 дБ (45 дБ — 32 дБ).

Значение КУ для ближней зоны может быть определено вычитанием соответствующего коэффициента коррекции (в децибелах) из значения КУ для дальней зоны(рис. 5.13)[49].

Пример 5.9. Рассмотрим систему связи, работающую на частоте 10 ГГц и использующую антенны с размерами 3×1,5 м (100×50λ). Предположим, что антенна возбуждается по косинусоидальному закону и имеет номинальное значение $G = 45$ дБ.

Рассчитаем КУ на расстоянии 30 м от антенны (1000 λ). Согласно рис. 5.13, *б* для апертуры размером 100λ и расстояния 1000 λ коэффициент коррекции составляет —6 дБ. Аналогично для апертуры размером 50 λ получаем значение —1 дБ.

Результирующий коэффициент коррекции составит —7 дБ, а $G = 45$ дБ — 7 дБ = 38 дБ.

5.6. УЧЕТ ВЗАИМНОЙ ОРИЕНТАЦИИ АНТЕНН

Антенна РП (рис. 5.14) расположена на основном направлении излучения антенны ИП при выполнении следующих условий:

$$|\theta_T - \theta_{TR}| \leqslant \alpha_T/2, \qquad (5.11)$$

$$|\varphi_T - \varphi_{TR}| \leqslant \beta_T/2, \qquad (5.12)$$

где θ_T, φ_T — азимут и угол места луча антенны ИП; $\theta_{TR}, \varphi_{TR}$ — углы, определяющие направление от ИП к РП; α_T, β_T — ширина главного лепестка ДНА ИП в азимутальной плоскости и плоскости угла места.

Если условия (5.11) и (5.12) не выполняются, то РП расположен на неосновном направлении излучения антенны ИП.

Если ИП расположен на направлении основного приема антенны РП, то должны совместно выполняться соотношения:

$$|\theta_R - \theta_{RT}| \leqslant \alpha_R/2, \qquad (5.13)$$

$$|\varphi_R - \varphi_{RT}| \leqslant \beta_R/2 \qquad (5.14)$$

или

$$|\theta_R - \theta_{TR} - 180°| \leqslant \alpha_R/2, \qquad (5.15)$$

$$|\varphi_R + \varphi_{TR}| \leqslant \beta_R/2, \qquad (5.16)$$

где θ_R, φ_R — азимут и угол места антенны РП; θ_{RT}, φ_{RT} — углы, определяющие направление от РП на ИП; α_R, β_R — ширина главного лепестка ДНА РП в азимутальной плоскости и плоскости угла места.

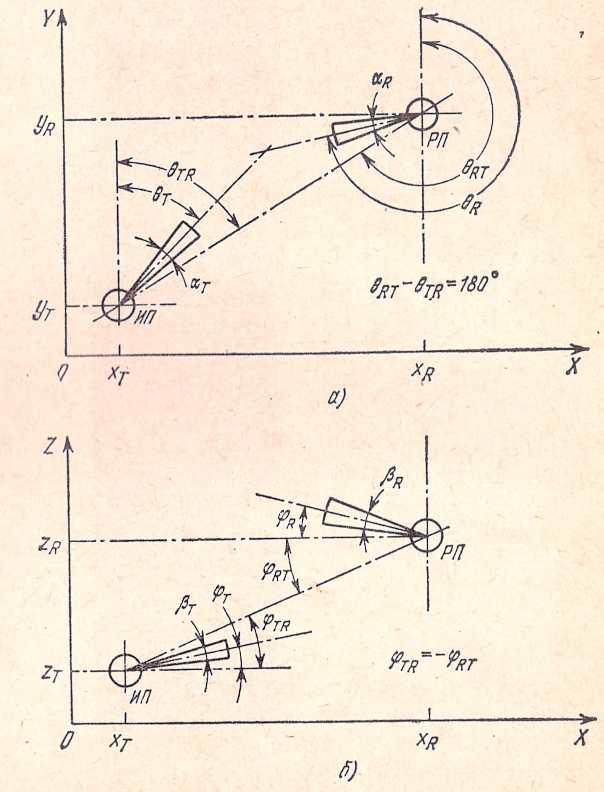


Рис. 5.14. Расположение ИП и РП:

а — в горизонтальной (азимутальной) плоскости; *б* — в вертикальной плоскости (угла места).

Если условия (5.13) — (5.16) не выполняются, то ИП расположен на неосновном направлении приема антенны РП.

Углы, характеризующие взаимное расположение РП и ИП, в прямоугольной системе координат выражаются следующим образом:

$$\theta_{TR}=\operatorname{arctg}\left(\frac{x_R-x_T}{y_R-y_T}\right), \qquad (5.17)$$

$$\varphi_{TR}=\operatorname{arctg}\frac{z_R-z_T}{\sqrt{(x_R-x_T)^2+(y_R-y_T)^2}}. \qquad (5.18)$$

Пример 5.10. Рассмотрим расположение РП относительно ИП при следующих параметрах. Координаты ИП: $x_T = y_T = 0$; $z_T = 30$ м; направление основного излучения $\theta_T = 20°$, $\varphi_T = 2°$, ширина луча $\alpha_T = \beta_T = 5°$. Координаты РП: $x_R = 16$ км, $y_R = 8$ км, $z_R = 60$ м; направление основного приема $\theta_R = 245°$, $\varphi_R = 0°$; ширина луча $\alpha_R = \beta_R = 10°$.

Используя формулы (5.17) и (5.18), имеем

$$\theta_{TR}=\operatorname{arctg}\frac{16-0}{8-0}=\operatorname{arctg}2=63{,}4°,$$

$$\varphi_{TR}=\operatorname{arctg}\frac{(60-30)\cdot 10^{-3}}{\sqrt{(16-0)^2+(8-0)^2}}=\operatorname{arctg}(1{,}7\cdot 10^{-3})=0{,}1°.$$

Теперь согласно (5.11) и (5.12) оценим, находится ли антенна РП на основном направлении ДНА ИП:

$$|20° - 63{,}4°| = 43{,}4° > 5°/2,$$
$$|2° - 0{,}1°| = 1{,}9° < 5°/2.$$

Отсюда следует, что РП не находится на основном направлении излучения ИП. Теперь с помощью (5.15) и (5.16), определим, находится ли ИП на основном направлении приема РП:

$$|245° - 63{,}4° - 180°| = 1{,}6° < 10°/2,$$
$$|0° + 0{,}1°| = 0{,}1° < 10°/2.$$

Таким образом, ИП находится на основном направлении ДНА РП.

Сканирующие антенны. Если предположить, что две антенны сканируют в одной плоскости случайным образом (рис. 5.15), то относительную ориентацию можно описать с помощью доли времени (%) (или вероятности), в течение которого возникают те или иные условия. Для ситуаций, показанных на рис 5.15, вероятности $P^{50)}$ определяются следующим образом*).

1. Обе антенны сканируют (рис. 5.15, *а*)

$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ОНП}) = \alpha_T\alpha_R/360°^2,$$
$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ННП}) = \alpha_T(360° - \alpha_R)/360°^2 \approx$$
$$\approx \alpha_T/360° \text{ для } 360° > 10\alpha_R,$$
$$P\,(\text{ННИ} - \text{ОНП}) = (360° - \alpha_T)\,\alpha_R/360°^2 \approx$$
$$\approx \alpha_R/360° \text{ для } 360° > 10\alpha_T,$$
$$P\,(\text{ННИ}-\text{ННП}) = (360° - \alpha_T)\,(360° - \alpha_R)/360°^2 \approx$$
$$\approx \frac{360° - (\alpha_T+\alpha_R)}{360°} \text{ для } 360° > 10\alpha_T \text{ и } 10\alpha_R,$$

где ОНИ — основное направление излучения ИП; ОНП — основное направление приема РП; ННИ — неосновное направление излучения ИП; ННП — неосновное направление приема РП.

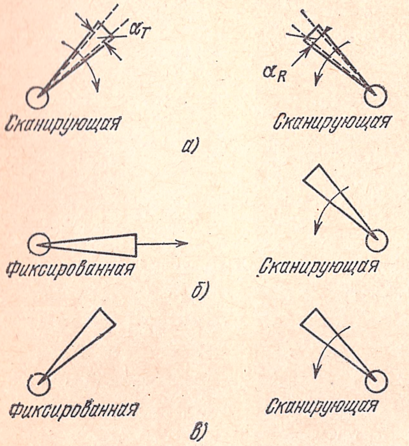


Рис. 5.15. Возможные случаи взаимной ориентации антенн.

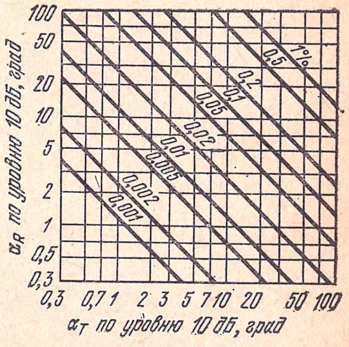


Рис. 5.16. Вероятность совпадения осей главных лепестков двух сканирующих антенн.

2. Фиксированная антенна направлена на сканирующую (рис. 5.15, *б*):

$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ОНП}) = \alpha_{\text{ск}}/360°$$
$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ННП}) = (360° - \alpha_{\text{ск}})/360°$$
$$P\,(\text{ННИ} - \text{ННП}) = 0,$$

где $\alpha_{\text{ск}}$ — угол сканирования.

---

*) Так называемая геометрическая вероятность (см., например, Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., ГИФМЛ, 1961, § 6). Этому достаточно произвольному методу определения вероятностей свойственны существенные недостатки, и в том числе пренебрежение временными характеристиками рассматриваемых процессов. В следующих далее формулах α_R α_T, $\alpha_{\text{ск}}$ — в градусах. (*Прим. ред.*)

3. Фиксированная антенна направлена в сторону от сканирующей антенны ИП (рис. 5.15, *в*):

$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ОНП}) = 0,$$

$$P\,(\text{ОНИ} - \text{ННП}) = \alpha_{\text{ск}}/360^\circ,$$

$$P\,(\text{ННИ} - \text{ННП}) = (360^\circ - \alpha_{\text{ск}})/360^\circ.$$

Вероятность совпадения ОНИ — ОНП для высоконаправленных антенн весьма мала (рис. 5.16). Например, если антенны ИП и РП имеют ширину главных лепестков ДН $\alpha = \beta = 10^\circ$, то вероятность совпадения ОНИ — ОНП равна лишь 0,08%.

Глава 6

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ДАННЫЕ И НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ АНАЛИЗА МЭМП [51]

6.1. УПРОЩЕННЫЙ СПОСОБ ОЦЕНКИ ПОМЕХ (УОП)

Для получения необходимой информации о помехе довольно часто достаточно рассмотреть ЭМО только для ограниченного числа пар излучение ИП — отклик РП. В этом случае оценить ЭМП можно либо вручную, либо с использованием ЭВМ. Для облегчения расчетов рекомендуется пользоваться специальным бланком, определяющим последовательность проводимых операций.

Согласно этому бланку вначале устанавливаются границы частотного диапазона, занимаемого каждым излучением ИП и откликом РП и уточняются пары излучение ИП — отлик РП, которые следует рассмотреть. Затем проводится поэтапный расчет для каждой пары ИП—РП. При этом с помощью рис 6.1 — 6,4 и форм А, Б, В и Г (непосредственно следующих за оценочным бланком) вносятся необходимые поправки.

Рис. 6.3 может быть, кроме того, использован при определении необходимого (с точки зрения выполнения условий ЭМС) разноса рабочих частот ИП и РП.

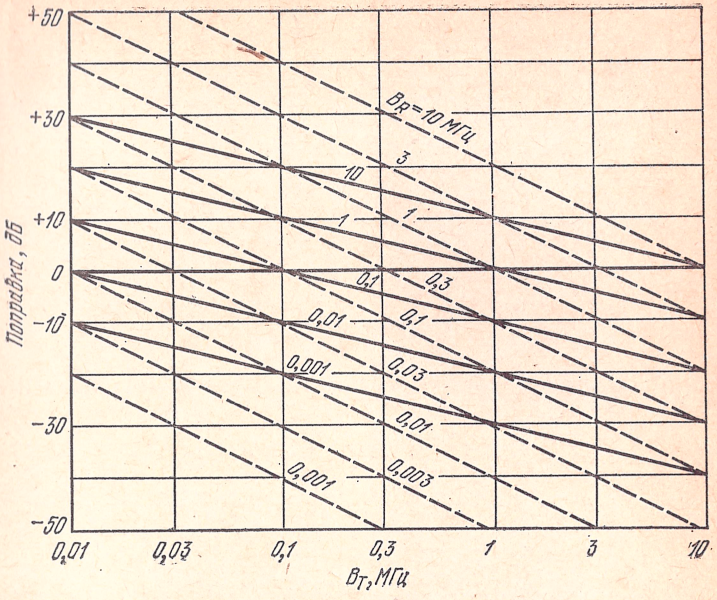


Рис. 6.1. Зависимость значения поправки от соотношения полос ИП и РП:
——— шумоподобное излучение; — — — импульсное излучение ($F_C < B_R$).

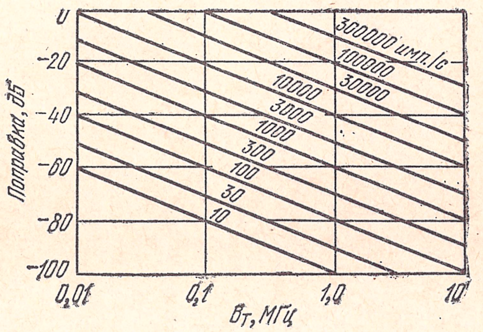


Рис. 6.2. Поправка, учитывающая различие в ширине полос ИП, излучающего последовательность импульсов, и РП (при $F_C > B_R$).

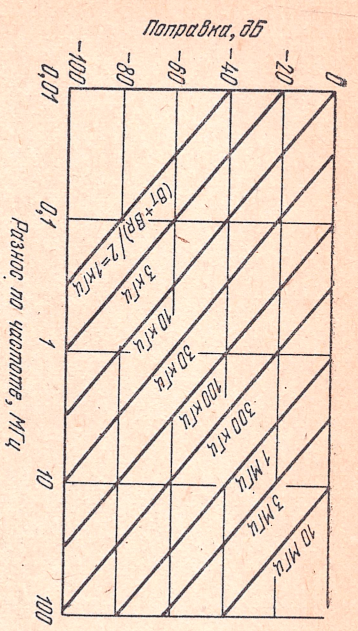


Рис. 6.3. Поправка, учитывающая несовпадение частот ИП и РП.

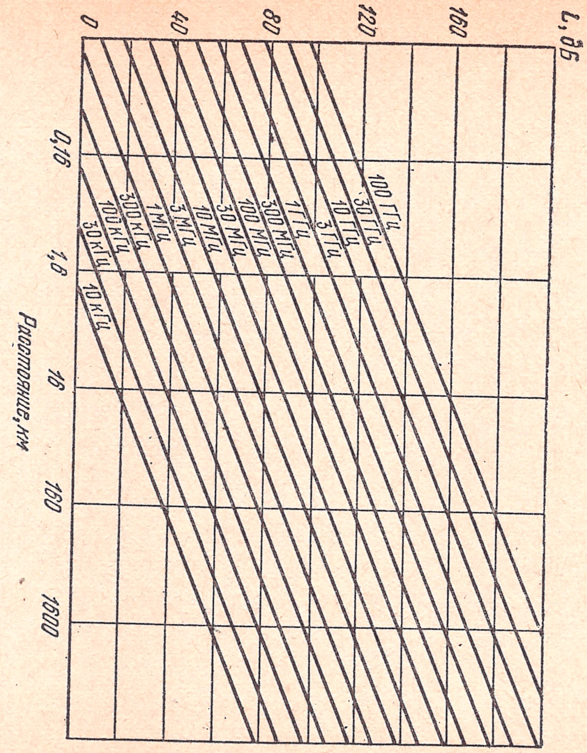


Рис. 6.4. Зависимость основных потерь при распространении радиоволн в свободном пространстве.

БЛАНК ДЛЯ УОП И ПРИМЕР ЕГО ЗАПОЛНЕНИЯ

Частоты излучений ИП и откликов РП

Частота

☐ кГц ☒ МГц

1. Частота основного излучения ИП f_{0T}	220
2. Минимальная частота побочного излучения ИП $f_{ST\,\min}$ или 0,1 f_{0T}	22
3. Максимальная частота побочного излучения ИП $f_{ST\,\max}$ или 10 f_{0T}	2200
4. Частота основного канала приема РП f_{0R}	360
5. Минимальная частота побочного канала приема РП $f_{SR\,\min}$ или 0,1 f_{0R}	36
6. Максимальная частота побочного канала приема РП $f_{SR\,\max}$ или 10 f_{0R}	3600
7. Необходимый разнос между рабочими частотами ИП и РП $\Delta f_{\max}$ или 0,2 f_{0R}	72

Существование критических комбинаций излучение ИП—отклик РП

Для ПП

является ли (2)*) 22 < (6) 3600 ? ☒ Да ☐ Нет

является ли (3) 2200 > (5) 36 ? ☒ Да ☐ Нет

(Если любое из неравенств не выполняется, то ЭМП отсутствуют и на этом можно анализ закончить.)

Для ПО

является ли (2) 22 < (4) 360 ? ☒ Да ☐ Нет

является ли (3) 2200 > (4) 360 ? ☒ Да ☐ Нет

---

*) Так для краткости записывается номер строки. Следует читать: являются ли данные строки 2 (т. е. 22 МГц) меньше данных в строке 6 (т. е. 3600 МГц). (*Прим. ред.*)

(Если любое из неравенств не выполняется, то комбинацию ПО следует исключить из рассмотрения, а в соответствующую графу строки 38 внести «нет».)

Для ОП

является ли (1) 220 < (6) 3600 ? ☒ Да ☐ Нет

является ли (1) 220 > (5) 36 ? ☒ Да ☐ Нет

(Если любое из неравенств не выполняется, то комбинацию ОП следует исключить, а в соответствующую графу строки 38 внести «нет».)

Если окажется, что комбинации ПО и ОП отсутствуют, то комбинацию ОО следует также исключить, а в соответствующую графу строки 38 внести «нет».

Для ОО

является ли | (1) 220 — (4) 360 | < (7) 72 ? ☐ Да ☒ Нет

(Если неравенство не выполняется, то комбинацию ОО следует исключить, а в соответствующую графу строки 38 внести «нет».)

Комбинации для дальнейшего анализа ☒ ПП, ☒ ПО, ☒ ОП, ☐ ОО

АОП

8. Выходная мощность ИП на частоте основного излучения P_T (f_{0T}) (пиковая мощность для импульсного излучения)

9. Выходная мощность ИП на частоте побочного излучения P_T (f_{ST}) или $P_T(f_{0T})$—60 дБ

10. Усиление антенны ИП в направлении РП G_{TR} (f) (или 0 дБ)

ОО	ОП	ПО	ПП	
Нет	80			дБм
		20	20	дБм
Нет	0	0	0	дБ

11. Усиление антенны РП в направлении ИП G_{RT} (f) (или 0 дБ)

12. Потери при распространении радиоволн L:
   частота (номер строки)
   потери в дБ (согласно рис. 6.4)

13. Мощность помехи на входе РП P_A (f) (сумма данных в строках 8 (или 9) — 12)

14. Восприимчивость РП на частоте основного канала приема P_R (f_{0R})

15. Восприимчивость РП на частоте побочного канала приема $P(f_{SR})$ или $P_R(f_{0R})+80$ дБ

16. Предварительная оценка уровня ЭМП (разность данных в строках 13 и 14 или 13 и 15)

	0	0	0	дБ
(1)	(1)	(4)	(2)	
	—49	—49	—30	дБ
	31	—29	—10	дБм
		—100		дБм
	—20		—20	дБм
	51	71	10	дБ

(Если превышение помехи < — 10 дБ, то можно считать, что ЭМП отсутствует и на этом закончить анализ, в противном случае перейти к следующему этапу — ЧОП.)

ЧОП

Коррекция результатов АОП, учитывающая различие полос частот ИП и РП

17. Частота следования импульсов на выходе ИП (при импульсном излучении)

18. Ширина полосы частот ИП ($B_T = 2/\pi\tau$, если излучение импульсное, τ—длительность импульсов)

19. Ширина полосы частот РП B_R

20. Поправочный коэффициент (определяется согласно данным строк 17—19 и рис. 6.1 и 6.2)

21. Скорректированное (с учетом полос частот ИП и РП) предварительное превышение помехи (сумма данных строк 16 и 20)

			100	Гц
			64	кГц
			10	кГц
	—15	—15	—15	дБ
	36	56	—5	дБ

(Если полученное превышение помехи окажется ⩽ —10 дБ, то можно считать, что помеха отсутствует и на этом анализ закончить.)

Частота

☐ кГц ☒ МГц

	ОО	ОП	ПО	ПП	
22. Частота местного гетеродина РП f_{L0}				400	
23. Промежуточная частота РП f_{IF}				40	
24. Разнос между рабочими частотами ИП и РП (разность данных строк 1 и 4)					
25. Коррекция согласно данным строки 24 и рис. 6.3					
26. Определение величины $f_{0T}/(f_{L0} \pm f_{IF})$ (выбирается ближайшее целое число)		1			
27. Перемножение данных строк 22 и 26		400			
28. Расстройка. Определяется как $\|(1)-(23)-(27)\|=220$; $\|(1)+(23)-(27)\|=140$					
29. Выбор наименьшего значения из данных строки 28.		140			
30. Коэффициент коррекции (определяется по данным строки 29 и рис. 6.3)		—100			дБ
31. f_{0R}/f_{0T} (выбирается ближайшее целое число)			2		
32. Перемножение данных строк 1 и 31			440		
33. Расстройка. Определяется разностью данных строк 4 и 32			80		
34. Коэффициент коррекции (определяется по данным строки 33 и рис. 6.3)			—100		дБ
35. Определение минимального значения расстройки (форма А)				0	
36. Коэффициент коррекции (определяется по данным строки 35 и рис. 6.3)				0	дБ
37. Данные строки 21 просуммировать с данными строки	25	30	34	36	
38. Итоговый результат		—64	—44	—5	дБ

(Если для какой-либо комбинации $IM \leqslant -10$ дБ, то можно считать, что такая комбинация отсутствует.)

ДОП

	ОО	ОП	ПО	ПП	
39. Коэффициент коррекции (форма Б)				26	дБ
40. Скорректированное значение превышения помехи (сумма данных строк 38 и 39)				21	дБ
41. Поправочный коэффициент, учитывающий тип модуляции (форма В)	Нет	Нет	Нет	0	дБ
42. Скорректированное значение превышения помехи (сумма данных строк 40 и 41)				21	дБ
43. Поправочный коэффициент, учитывающий поляризацию (форма Г)					дБ
44. Скорректированное значение превышения помехи (сумма данных строк 42 и 43)				21	дБ
45. Поправочный коэффициент, учитывающий потери распространения (порядок расчета приведен в приложении)				0	дБ
46. Скорректированное значение превышения помехи (сумма данных строк 44 и 45)				21	дБ

(Если окажется, что величина превышения помехи:

$IM < -10$ дБ — существование помехи маловероятно;

-10 дБ $\leqslant IM \leqslant 10$ дБ — пороговая область наличия помехи;

$IM > 10$ дБ — присутствие помехи вероятно.)

Таким образом, в данном примере наиболее вероятна только комбинация ПП; при этом величина превышения помехой опорного уровня составляет 31 дБ.

Форма А. Поправочный коэффициент для ПП, учитывающий разнос по частоте, дБ

(заполнена данными примера 6.1)

Рабочая частота ИП $f_{0T}=220$ МГц; частота местного гетеродина РП $f_{L0}=400$ МГц; промежуточная частота РП $f_{IF}=40$ МГц

N	$(Nf_{0T}+f_{IF})/f_{L0}$	Δp	$(Nf_{0T}-f_{IF})/f_{L0}$	Δp
2	1,2	0,2	1,0	0
3	1,75	—0,25	1,55	—0,45
4	2,30	0,30	2,10	0,10
5	2,85	—0,15	2,65	—0,35
6	3,40	0,40	3,20	0,20
7	3,95	—0,05	3,75	—0,25
8	4,50	0,50	4,30	0,30
9	5,05	0,05	4,85	—0,15
10	5,60	—0,40	5,40	0,40

Примечание. Δp — разница между величиной, полученной по формуле для второй или четвертой колонок, и ближайшим к ней целым числом; $(Nf_{0T}\pm f_{IF})/f_{L0}=p\pm\Delta p$.

Из полученных $|\Delta p|$ выбирается наименьшее.

Минимальный разнос по частоте между побочными излучением ИП и откликом РП составляет $|\Delta p|_{\min} f_{L0}$.

Форма Б. Поправочный коэффициент (дБ) для ОП, ПО и ПП (учет гармоник ИП и КПП РП)

Определяется на основании значений: p (строка 26) для ОП; N (строка 31) для ПО; p и N (форма А) для ПП

Диапазон частот	Учитываемый фактор	При N или p								
		2	3	4	5	6	7	8	9	10
ВЧ и ниже	Гармоника ИП	+19	+7	—2	—9	—14	—19	—23	—27	—30
	Побочный канал РП	—13	—17	—20	—22	—24	—26	—27	—29	—30
ОВЧ	Гармоника ИП	+6	—8	—18	—26	—32	—37	—42	—46	—50
	Побочный канал РП	—15	—22	—26	—29	—32	—35	—37	—38	—40
УВЧ и выше	Гармоника ИП	+5	—4	—10	—15	—19	—22	—25	—28	—30
	Побочный канал РП	+8	+1	—4	—8	—11	—14	—16	—18	—20

Примечание. Поправочный коэффициент для зеркального канала принимается равным +20 дБ.

Форма В. Поправочный коэффициент, учитывающий тип модуляции, дБ

Импульсная модуляция	0
АМ	$20 \lg (B_T+B_R)/2\ \Delta f$
ЧМ	$40 \lg (B_T+B_R)/2\ \Delta f$

Примечание. Суммарная поправка, связанная с разносом по частоте (строка 25, 30, 34 или 36) и типом модуляции не должна превышать 100 дБ.

Форма Г. Поправочный коэффициент (дБ), учитывающий поляризацию антенн ИП и РП

(для главного лепестка ДН и рабочих частот антенн)

Поляризация антенны РП		Поляризация антенны ИП				
		горизонтальная		вертикальная		круговая
		$G<10$ дБ	$G\geqslant10$ дБ	$G<10$ дБ	$G\geqslant10$ дБ	
Горизонтальная	$G<10$ дБ	0	0	—16	—16	—3
	$G\geqslant10$ дБ	0	0	—16	—20	—3
Вертикальная	$G<10$ дБ	—16	—16	0	0	—3
	$G\geqslant10$ дБ	—16	—20	0	0	—3
Круговая		—3	—3	—3	—3	0

Основные предположения при использовании упрощенной методики:

— границы частот побочных излучений ИП и каналов приема РП не выходят за пределы (0,1—10) f_{0T} и (0,1—10) f_{0R};

— максимальный разнос по частоте для основной составляющей помехи (т. е. для ОО) не превышает 0,2 f_{0R};

— потери энергии при распространении радиоволн обусловлены только потерями в свободном пространстве;

— уровни побочных излучений ИП лежат на 60 дБ ниже уровня основного излучения;

— восприимчивость РП по побочным каналам приема на 80 дБ хуже, чем по основному каналу;

— усиление антенн вне главного лепестка и вне рабочего диапазона частот составляет 0 дБ;

— коррекция, связанная с различием ширины полос ИП и РП, осуществляется согласно табл. 2.1;

— опорный уровень составляет — 10 дБ (т. е. составляющие помехи не учитываются только в том случае, когда их средний уровень не более —10 дБ относительно порога восприимчивости РП).

Пример 6.1. Рассмотрим влияние излучения передатчика РЛС на УВЧ АМ приемник, предназначенный для связи с самолетами. Предположим, что оба РЭС расположены на корабле, а их антенны разнесены в горизонтальной плоскости на расстояние порядка 30 м, а в вертикальной — так, что исключается попадание главного луча антенны РЛС в антенну приемника УВЧ. Параметры указанных РЭС соответствуют табл. 6.1. Пример заполнения отчетной формы при УОП приведен на с. 185—189.

Таблица 6,1

Наименование параметра РЭС	Значение параметра	
	передатчик РЛС	УВЧ АМ приемник
Рабочая частота, МГц	220	360
Пиковая выходная мощность, кВт	100	—
Длительность импульсов, мкс	10	—
Частота повторения импульсов, Гц	100	—
Усиление антенны, дБ	23	0
Полоса пропускания приемника, кГц	—	10
Чувствительность приемника, дБм	—	—100
Промежуточная частота приемника, МГц	—	40
Частота местного гетеродина приемника, МГц	—	$f_{0R}+f_{IF}=260$

Расчет поправочного коэффициента, учитывающего дополнительные потери энергии радиоволны на трассе, включает отображение профиля трассы распространения помехи на трафарете и проверку соблюдения условий прямой видимости между ИП и РП (рис. 6.5). Если между ИП и РП имеет место прямая видимость, то поправка равна нулю. Если прямой видимости нет, то вначале определяется расстояние прямой видимости от передатчика до препятствия R_{LOS}, а затем по формуле $60\lg R_{LOS}/d$ рассчитывается поправка (d — расстояние между ИП и РП). Профиль трассы, приведен на рис. 6.5 с учетом искривления траектории радиоволны из-за атмосферной рефракции. Таким образом, результаты АОП показывают, что для трех комбинаций (ПО, ОП и ПП) уровень помехи превышает порог восприимчивости РП. После проведения ЧОП можно видеть, что уровни составляющих помехи для ОП и ПО ниже минимального опорного (—10 дБ). Отсюда следует, что эти комбинации нет необходимости подвергать дальнейшему анализу. Таким образом, к окончательному этапу оценки (ДОП) остается единственная комбинация ПП.

При оценке ПП можно было видеть, что наибольшее значение поправочного коэффициента, учитывающего гармоники ИП и (или) побочный канал РП, согласно форме Б составляет +26 дБ и соответствует приему 2-й гармоники ИП по зеркальному каналу РП. Считается, что уровень излучения 2-й гармоники ИП в диапазоне ОВЧ на 6 дБ превышает уровень излучения, представленный для побочных излучений ИП строкой 9 бланка УОП, а восприимчивость РП по зеркальному каналу на 20 дБ выше восприимчивости, представленной для побочных каналов приема РП строкой 15 этого бланка.

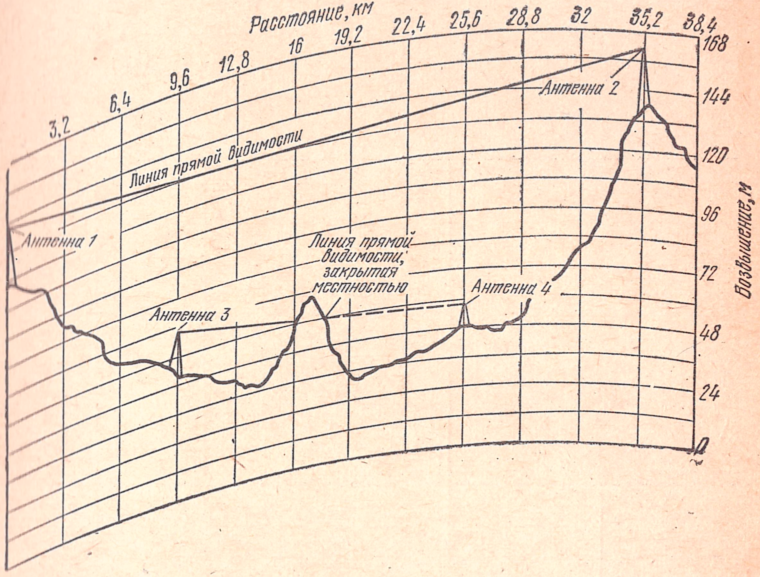


Рис. 6.5. Диаграмма профиля трассы на трафарете.

Итак, при взаимодействии указанных РЭС условия ЭМС не будут соблюдаться из-за недопустимого уровня ЭМП в приемнике, обусловленного приемом 2-й гармоники ИП по зеркальному каналу РП, т. е. на частоте 440 МГц. От указанной помехи в принципе можно избавиться, если изменить рабочую частоту ИП так, чтобы разнос между частотами 2-й гармоники ИП и зеркального канала РП оказался достаточным для подавления 2-й гармоники в приемнике не менее чем на ⩾31 дБ. Согласно рис. 6.3 для этого необходимо изменить рабочую частоту приемника не менее чем на 200 кГц. Таким образом, если приемник настроить на частоту 360,5 МГц, то указанной помехи по зеркальному каналу можно избежать.

6.2. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ПОЭТАПНОМ СПОСОБЕ ОЦЕНКИ ЭМП

Основные параметры и функциональные соотношения, используемые при АОП на ЭВМ, приведены в табл. 6.2. Обозначения, принятые в таблице, поясняются в предшествующих главах книги. При незнании конкретных параметров ИП и РП можно пользоваться статистическими данными. Некоторые обобщенные статистические данные приведены ранее в табл. 3.1 и 4.1. Кроме того, для передатчиков и приемников всех классов (в соответствии с упомянутыми таблицами) принимается, что $A' = 20$ дБ/декада, $B' = -80$ дБ (относительно мощности основного излучения), $I' = -20$ дБ/декада, $J' = 80$ дБ (относительно порога восприимчивости) и $\sigma' = 10$ дБ как для передатчиков, так и для приемников.

Таблица 6.2

Параметр		Среднее значение параметра	СКО параметра, дБ	Частота, на которой определяется параметр
Уровень превышения помехой порога восприимчивости		$P_T(f)+G_{TR}(f)+G_{RT}(f)-P_R(f)-L(f)$	σ	f
Мощность ИП на побочной частоте		$P_T(f_{0T})+A\lg f/f_{0T}+B$	$\sigma_T(f)$	$f>f_{0T}$
		$P_T(f_{0T})+A'\lg f/f_{0T}+B'$	$\sigma'_T(f)$	$f<f_{0T}$
Усиление антенны	главный лепесток	$G(f_0)$ (номинальное)	2	$f=f_0$
		$G(f_0)+C\lg f/f_0+D$	$\sigma_G(f)$	$f>f_0$
		$G(f_0)+C'\lg f/f_0+D'$	$\sigma'_G(f)$	$f<f_0$
	боковые и задний лепестки	$G(f)+\Delta G(f, \theta\neq\theta_0)$	$\sigma_G(\theta)$	—
Порог восприимчивости РП	по основному каналу	Номинальная восприимчивость	2	$f=f_{0R}$
	по побочному каналу	$P_R(f_{0R})+I\lg f/f_{0R}+J$	$\sigma_R(f)$	$f>f_{0R}$
		$P_R(f_{0R})+I'\lg f/f_{0R}+J'$	$\sigma'_R(f)$	$f<f_{0R}$
Потери распространения в свободном пространстве		$L(f)=32{,}4+20\lg f\,[\text{МГц}]+20\lg R\,[\text{км}]$	0	f

Пример 6.2. Оценим методами АОП величину ЭМП приемнику ($f_{0R} = 270$ МГц), предназначенному для связи воздух — земля. Его антенна расположена на крыше Центра управления полетами (ЦУП) вместе с передающей антенной, к которой подключены два спаренных передатчика УВЧ*) ($f_{0T_1} = 280$ МГц, $f_{0T_2} = 291$ МГц). На крыше ЦУП, кроме того, расположена антенна передатчика ОВЧ ($f_{0T} = 130$ МГц). Все передатчики предназначены для связи земля — воздух (рис. 6.6). Каждый из трех передатчиков имеет выходную мощность 100 Вт (+50 дБм) и работает на многовибраторную направленную антенну с усилением 10 дБ, шириной луча 360° в азимутальной плоскости и 10° в плоскости угла места.

Приемник имеет чувствительность —110 дБм; он также подключен к многовибраторной направленной антенне с усилением 10 дБ. Разнос по расстоянию между передающими и приемной антеннами порядка 15 м.

Результаты АОП представлены графически на рис. 6.7—6.9.

Данные рис. 6.7 показывают, что на последующих этапах оценки ЭМП от ОВЧ передатчика следует принимать во внимание только комбинации ОП, ПО и ПП. При этом комбинацию ПП следует рассматривать в диапазоне частот примерно 130—460 МГц. Данные рис. 6.8 показывают, что на последующих этапах оценки ЭМП от УВЧ передатчиков должны быть рассмотрены все комбинации и что диапазон комбинации ПП должен быть при анализе ограничен частотами примерно 270—680 МГц. Влияние передатчика РЛС (рис. 6.9) можно не учитывать. Значения СКО для отдельных комбинаций получены с помощью уравнения (гл. 2)

$$\sigma_{IM} = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_{TA}^2 + \sigma_L^2 + \sigma_{RA}^2 + \sigma_R^2}$$

и представлены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Комбинация	СКО, дБ		
	передатчик ОВЧ	передатчик УВЧ	передатчик РЛС
ОО	—	4	—
ПО	16	20	—
ОП	16	20	—
ПП	22	25	25

---

*) Диапазон 225—400 МГц в данном случае причисляется к УВЧ диапазону.

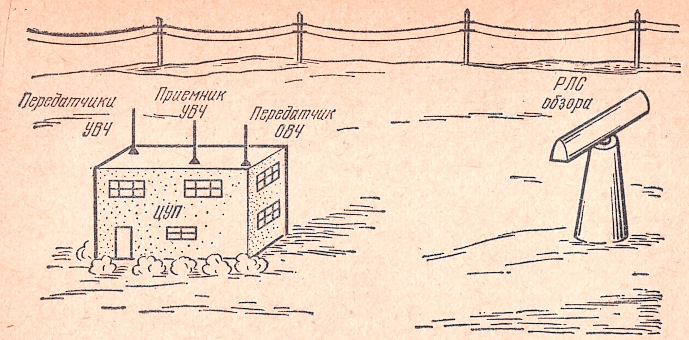


Рис. 6.6. Пример размещения РЭС.

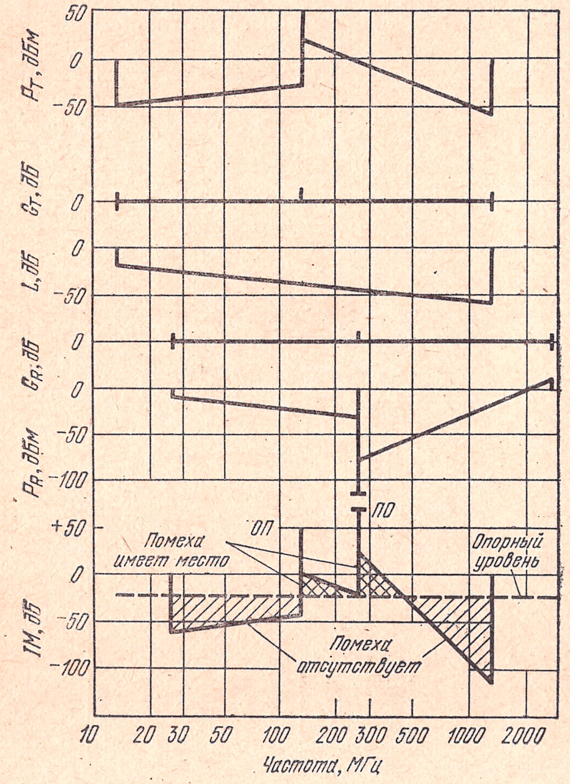


Рис. 6.7. Результаты АОП для передатчика ОВЧ.

Пример 6.3. Учитывая результаты АОП, проанализируем методами ЧОП ЭМП для ситуации, отображенной на рис. 6.6.

1. Помеха от передатчика с $f_{0T} = 130$ МГц ($B_T = 10$ кГц). Согласно АОП возможными комбинациями являются ПО, ОП и ПП. Определим для каждой из них поправочный коэффициент и уровень превышения помехи.

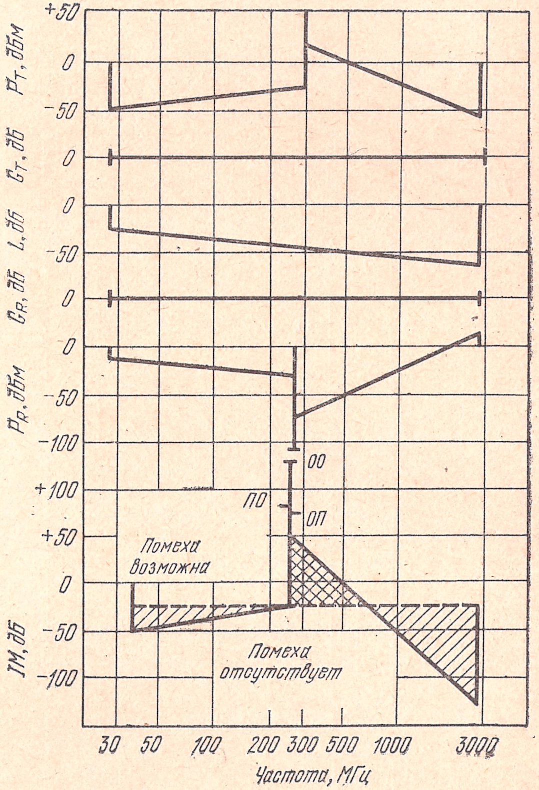


Рис. 6.8. Результаты АОП для передатчика УВЧ.

А. Для ПО частотный разнос

$$\Delta f = |Nf_{0T} - f_{0R}| = |2 \cdot 130 - 270| = 10 \text{ МГц}.$$

Поправку, учитывающую полосы частот ИП и РП, определим как наименьшую (по абсолютному значению) величину из соотношений для огибающих спектра излучения ИП (табл. 3.5) и избирательности РП (§ 4.3):

$$M(\Delta f) = M(\Delta f_i) + M_i \lg\frac{\Delta f}{\Delta f_i} = -11 - 60\lg\frac{10^4}{1} = -251 \text{дБ};$$

$$-S(\Delta f) = -\left[S(\Delta f_i) + S_i \lg\frac{\Delta f}{\Delta f_i}\right] = -\left[0 + 100\lg\frac{10^4}{25}\right] =$$

$$= -260 \text{дБ (принято } S(\Delta f_i) = 0,\ S_i = 100).$$

Поскольку оба значения меньше чем —100 дБ, значения поправки на полосы ИП и РП принимаются равными —100 дБ.

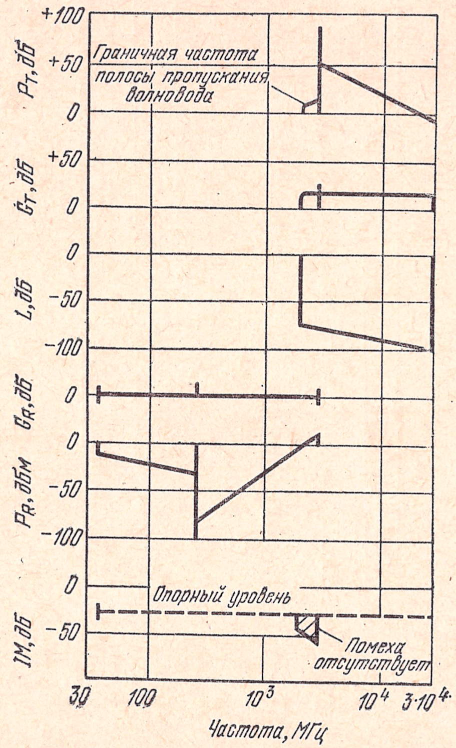


Рис. 6.9. Результаты АОП для передатчика РЛС.

Учитывая результаты АОП (рис. 6.7), для скорректированного значения превышения помехой порога восприимчивости приемника можно получить $IM = +70 - 100 = -30$ дБ. Так как это значение оказывается меньше установленного опорного уровня, то комбинацию ПО следует исключить из дальнейшего анализа.

Б. Для ОП частотный разнос определим с помощью соотношения $\Delta f = |\Delta p|_{\min} f_{L0}$. Учитывая, что

$$(p \pm \Delta p) = \frac{f_{0T} \pm f_{IF}}{f_{L0}} = \frac{130 \pm 40}{230} = 0{,}74,$$

откуда $|\Delta p|_{\min} = 0{,}26$, получаем $\Delta f = 0{,}26 \cdot 230 = 58$ МГц.

Поскольку частотный разнос для ОП оказался больше, чем для ПО, то, как и ранее, ограничиваем поправку значением —100 дБ. При этом скорректированное значение превышения помехой порога восприимчивости приемника оказывается ниже опорного уровня (+50 — 100 = —50 дБ), и поэтому ею также можно пренебречь.

В. Для ПП, принимая $\Delta f = |\Delta p|_{\min} f_{L0}$ и учитывая, что $(p \pm \Delta p) = (N f_{0T} \pm f_{IF})/f_{L0}$, для наихудшего случая получаем

$$(p + \Delta p) = \frac{2 \cdot 130 - 40}{230} = \frac{220}{230} = 0{,}956,$$

$$|\Delta p|_{\min} = 0{,}044 \text{ и } \Delta f = 0{,}044 \cdot 230 = 10 \text{ МГц}.$$

Для такого разноса поправка также составит — 100 дБ, а поэтому комбинацию ПП можно исключить.

2. Помеха от передатчиков с $f_{0T} = 280$ и 291 МГц.

Для ОО частотный разнос в данном случае составит

$$\Delta f = |f_{0T} - f_{0R}| = |280 - 270| = 10 \text{ МГц},$$

т. е. поправочный коэффициент составит также —100 дБ.

С учетом результата АОП (+130 дБ) скорректированное значение превышения помехой уровня восприимчивости приемника равно +130 — 100 = 30 дБ. Следовательно, данная комбинация является потенциально помеховой.

Аналогичный результат (30 дБ) получается применительно к передатчику с рабочей частотой $f_{0T} = 291$ МГц. При этом полагаем, что частоты излучения обоих передатчиков попадают в полосу частот соседнего канала приемника (несмотря на то, что $f_{0R} < 300$ МГц):

$$\Delta f < \Delta f_{\max} = 0{,}1 \cdot 270 = 27 \text{ МГц}.$$

Таким образом, влияние УВЧ передатчиков следует подвергнуть детальной оценке. Методы учета воздействия сигнала на помеху в нелинейном элементе РП (снижение восприимчивости, взаимная и перекрестная модуляции), необходимые для ДОП, описаны в гл. 4.

Пример 6.4. Перейдем к детальной оценке помех. На этапах АОП и ЧОП (для рис. 6.6) было определено, что помехи приемнику возможны только от передатчиков с $f_{0T} = 280$ и 291 МГц. Эти случаи и будем рассматривать. Следует учесть, что передающая и приемная антенны неподвижны, работают с вертикально-поляризованными колебаниями, имеют небольшое усиление, находятся в пределах прямой видимости и разнесены более чем на 3λ. Поэтому отпадает необходимость поляризационной коррекции, учета влияния ближней зоны, оценки изменений условий распространения, а также временных факторов.

На этапе ДОП следует рассмотреть влияние помехи по соседнему каналу, поскольку разнос между рабочими частотами приемника и передатчиков (10 и 21 МГц) оказывается меньше, чем область приема по соседнему каналу (27 МГц).

Продукты взаимной модуляции 3-го порядка попадают в полосу приемника, если соблюдается соотношение (см. гл. 4)

$$|2f_N - f_F - f_{0R}| < B_{R60},$$

где для рассматриваемого примера $f_N = 280$ МГц, $f_F = 291$ МГц, $f_{0R} = 270$ МГц, $B_{R60} = 100$ кГц.

Подставляя числовые значения, получаем

$$|2 \cdot 280 - 291 - 270| = 1 \text{ МГц},$$

т. е. продукты взаимной модуляции 3-го порядка оказываются вне полосы приемника.

Уменьшение восприимчивости и влияние перекрестной модуляции можно рассчитать методами, изложенными в гл. 4. Так, например, считая $P_A = +20$ дБм, получаем значение перекрестной модуляции (см. рис. 4.19).

$$\text{ППМ} = -20\text{дБ для } \Delta f/f_{0R} = 3{,}7\% \text{ (т. е. для 10 МГц)},$$

$$\text{ППМ} = -15\text{дБ для } \Delta f/f_{0R} = 7{,}8\% \text{ (т. е. для 21 МГц)}.$$

В таком случае

$$S/I = -2(20) - 20 = -60 \text{ дБ для } f_{0T} = 280 \text{ МГц},$$

$$S/I = -2(20) - 15 = -55 \text{ дБ для } f_{0T} = 291 \text{ МГц}.$$

Продукты перекрестной модуляции в данном примере намного превышают полезный сигнал. Однако уровни продуктов перекрестной модуляции можно уменьшить за счет дополнительной режекции их в приемнике.

Пример 6.5. Перейдем к комплексной оценке помех. На этом этапе результаты оценки ЭМП представляются в удобных для практических применений величинах. Для радиотелефонных систем такой величиной может явиться индекс артикуляции, определяемый отношением сигнал/помеха на входе приемника.

Попробуем вычислить индекс артикуляции для такого примера. Было определено, что уровень полезного сигнала —80 дБм соответствует отношению сигнал/шум 35 дБ. Допустим, что помеха снижает это отношение до 21 дБ. Согласно рис. 2.13 $S/N = 21$ дБ соответствует индексу артикуляции, примерно равному 0,85, т. е. относительно хорошему качеству радиотелефонных систем. Продукты перекрестной модуляции, которые снижают отношение сигнал/помеха, например, до —55 дБ (см. ранее), резко ухудшают индекс артикуляции.

Чтобы увеличить отношение S/I до 0 дБ или более, необходимо (гл. 4) уменьшить мощность мешающего сигнала от +20 дБм до —10 дБм, т. е. обеспечить дополнительное ослабление помехи не менее чем на 30 дБ. Этого можно достичь использованием в приемнике лучших преселекторов. Увеличить отношение S/I можно, кроме того, увеличивая разнос между рабочими частотами РП и ИП или расстояние между ними. В первом случае для снижения уровня помехи до незначительного необходимо, чтобы передатчики работали на частотах, отличающихся от рабочей частоты приемника на $\pm 0{,}1 f_{0R}$, т. е. для рассматриваемого примера на частотах ниже 240 и выше 300 МГц. Во втором случае потребуется разнести ИП и РП на 800 м (вместо 17 м), что равноценно увеличению дополнительных потерь в свободном пространстве на 30 дБ. Однако этот вариант не совсем удачен, поскольку требует дополнительного канала для подачи сигнала к ЦУП.

6.3. ПОДГОТОВКА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ, НЕОБХОДИМОЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ МЭМП

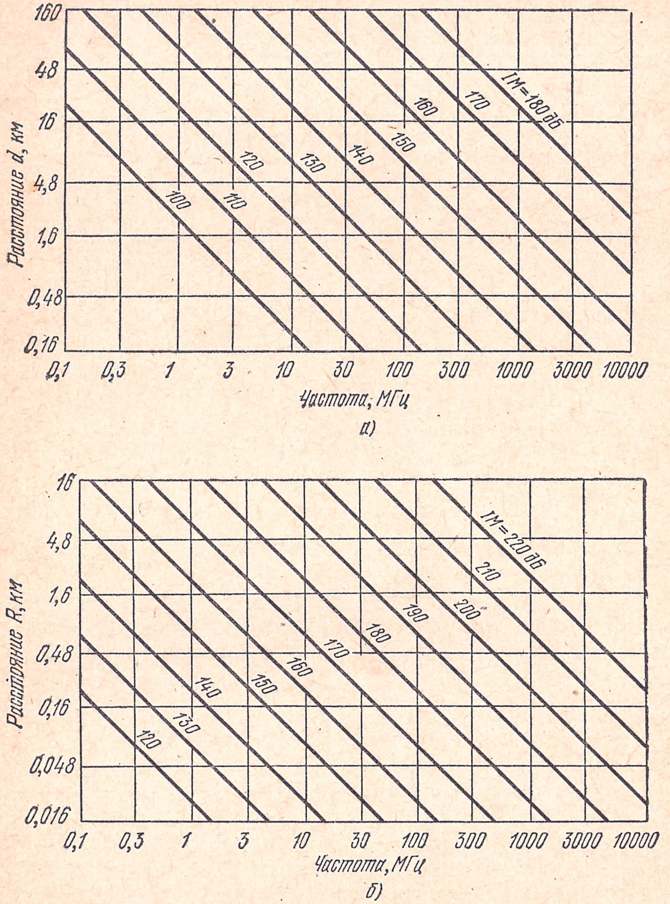
Частотные диапазоны РЭС. При анализе ЭМП комбинацию ОО следует принимать во внимание только в том случае, если рабочие частоты ИП и РП разнесены менее чем на 20%; комбинации ПО и ОП, если эти частоты разнесены более чем на 20%, но менее чем на одну декаду, а ПП, если они разнесены более чем на одну декаду. Диапазон рассматриваемых побочных излучений ИП или откликов РП ограничивается, как правило, составляющими от 0,1 до 10 по отношению к основным рабочим частотам ИП и РП.

Пространственный разнос между РЭС является функцией рабочей частоты, выходной мощности ИП, усиления антенн ИП и РП и порога восприимчивости РП. В основу определения значения разноса может быть положен общий критерий.

Для каждой пары ИП — РП по изложенным методам вначале рассчитывается уровень превышения средней мощностью помехи порога восприимчивости РП. Затем определяются комбинации ОО, ПО, ОП и ПП. Соответствующие значения территориального разноса можно ориентировочно определить по рис. 6.10 и 6.11. Графики на рис. 6.10 были построены в предположении, что дополнительное ослабление для уровней побочных излучений ИП или откликов РП (по отношению к основным) составляет 60 дБ; графики на рисунке 6.11 в предположении, что дополнительное ослабление помехи для комбинации ОО отсутствует, для ОП и ПО составляет 60 дБ, для ПП составляет 100 дБ.

Потери энергии при распространении при расчете принимаются 20 дБ на декаду на участках прямой видимости и 60 дБ на декаду за ее пределами.

Пример 6.6. Система Такан работает на частоте 1050 МГц; наземный приемник системы имеет восприимчивость $P_R = -100$ дБ; коэффициент усиления его антенны $G_R = 3$ дБ. Необходимо определить предельные расстояния, при которых передатчик РЛС с параметрами $f_{0T} = 1300$ МГц, $P_T = 1$ МВт (+90 дБм), $G_T = 30$ дБ и передатчик ТВ с параметрами $f_{0T} = 470...890$ МГц, $P_T = 5$ МВт



а)

б)

Рис. 6.10. Допустимый разнос по расстоянию между ИП и РП:
а — для комбинаций ОП и ПО; б — для комбинаций ПП.

(+97 дБм); $G_T = 5$ дБ еще будет создавать помеху работе этого приемника, если максимальная разница в высоте антенн ИП—РП составляет 300 м.

Предположим, что для обоих источников помехи существует комбинация ОП. Тогда можно получить (гл. 2):

$$IM = 90 + 30 + 3 - (-100) = 223 \text{ дБ}$$

при помехе от передатчика РЛС,

$$IM = 97 + 5 + 3 - (-100) = 205 \text{ дБ}$$

при помехе от передатчикаТВ.

Согласно рис. 6.11 для участка земля — земля при $h = 300$ м предельное расстояние прямой видимости составит $R = 144$ км, а допустимое значение IM для комбинации ОП оказывается равным 198 дБ. Полученные значения IM значительно превышают допустимый уровень помехи. Таким образом, для снижения уровня помехи передатчики РЛС и ТВ необходимо вынести за пределы прямой видимости.

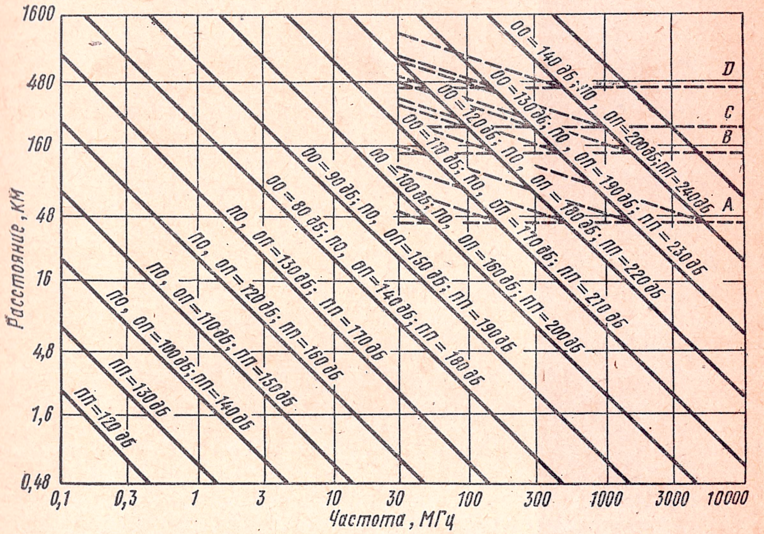


Рис. 6.11. Предельные расстояния (R) от ИП до РП для ОО, ОП, ПО и ПП:
A — участок земля—земля (h=30 м); B — участок земля—земля (h=300 м); C — участок земля—самолет (h=30 км); D — участок земля—земля (h=3 км).

Так, например, допустимое удаление передатчика РЛС от РП, при котором IM для ОП будет удовлетворять уравнению

$$198\text{дБ} + 60\lg\frac{R'}{144} = 223\text{дБ}, \quad \lg\frac{R'}{144} = 0{,}417,$$

составляет $R' = 2{,}6 \cdot 144 = 375$ км, а для ТВ передатчиков допустимое удаление будет меньше.

После установления размеров исследуемой зоны необходимо выяснить конкретную ЭМО в пределах этой зоны, т. е. определить число ИП и РП, направления и области максимального излучения ИП и максимальной восприимчивости РП, а также соотношения между частотами ИП и РП, при которых появление помехи наиболее вероятно.

Если, например, требуется оценить ЭМП для РП с рабочей частотой f_{0R}, то из окружающих ИП необходимо в первую очередь обратить внимание на те, которые имеют рабочие частоты: 1) равные f_{0R}/N, где N — любое целое число от 1 до 10; 2) примерно равные $pf_{L0} \pm f_{IF}$ (или pf_{0R}, если $f_{IF} \ll f_{L0}$), где f_{L0} — частота местного гетеродина; f_{IF} — промежуточная частота РП; p – любое целое число от 1 до 10.

Если интересоваться помехой от данного ИП, то наиболее восприимчивыми к помехе являются РП, которые имеют рабочие частоты: 1) примерно равные Nf_{0T}, где f_{0T}— рабочая частота ИП, а N — любое целое число от 1 до 10; 2) равные $[f_{0T} \pm (p-1) f_{IF}]/p$ (или f_{0T}/p при $f_{IF} \ll f_{0T}$), где p — любое целое число от 1 до 10.

Пример 6.7. Определим ЭМП для ситуации, отображенной на рис. 6.6. Уровень превышения помехой порога восприимчивости приемника можно найти, исходя из (2.3)[*]:

$$IM = P_T + G_{TR} + G_{RT} - P_R =$$

$$= 50 \text{ дБм} + 0 + 10 - (-110 \text{ дБм}) = +170 \text{ дБ}.$$

Из рис. 6.10, *а* видно, что при $IM = 170$ дБ ОП и ПО следует анализировать только в том случае, если мешающие передатчики с $f_{0T} = 280$ и 291 МГц находятся внутри зоны радиусом 26 км относительно приемника. Гораздо большая зона помехи (радиус 56 км) получается, если передатчик имеет $f_{0T} = 130$ МГц при ОП. Для ПП максимальная зона помехи получается при минимальной побочной частоте РП, которая в данном случае составит $0{,}1 f_{0R} = 0{,}1 \cdot 270 = 27$ МГц. Если считать, что усиление антенн ИП и РП на частоте 27 МГц одинаково и равно $G_{TR} = G_{RT} = 0$ дБ, то для данной комбинации получим $IM = 160$ дБ и радиус зоны помех (рис. 6.10, *б*) менее 90 м.

Поскольку допустимые размеры зон для ОП, ПО и ПП превышают фактическое расстояние между ИП и РП, то все эти комбинации следует рассмотреть отдельно.

Далее необходимо учесть возможные ИП в окрестности ЦУП. В данном примере к таковым относится РЛС, которая расположена на расстоянии 60 м от приемника. Предположим, что передатчик РЛС работает на частоте 2900 МГц и имеет пиковую мощность на выходе 1 МВт (+ 90 дБм); антенна РЛС имеет усиление 30 дБ и при сканировании некоторое время облучает антенну приемника.

---

[*] Усиления антенн ИП и РП для комбинаций ОП и ПО различны: одна из них (в зависимости от конкретного значения частоты) будет полностью реализовывать свое максимальное усиление, вторая — нет (см. гл. 5).

Поскольку рабочие частоты РЛС и приемника отличаются более чем на одну декаду, то комбинации ОО, ОП и ПО в данном случае нет смысла анализировать. Для ПП можно получить

$$IM = 90 + (30 - 13) + 0 - (-110) = 217 \text{ дБ}^{*)}.$$

Если положить, что минимальная побочная частота РЛС 2000 МГц (определяется полосой пропускания антенно-фидерного тракта), то полученное значение IM будет (см. рис. 6.10,*б*) соответствовать радиусу зоны примерно 800 м. Отсюда следует, что данная комбинация также должна быть рассмотрена отдельно.

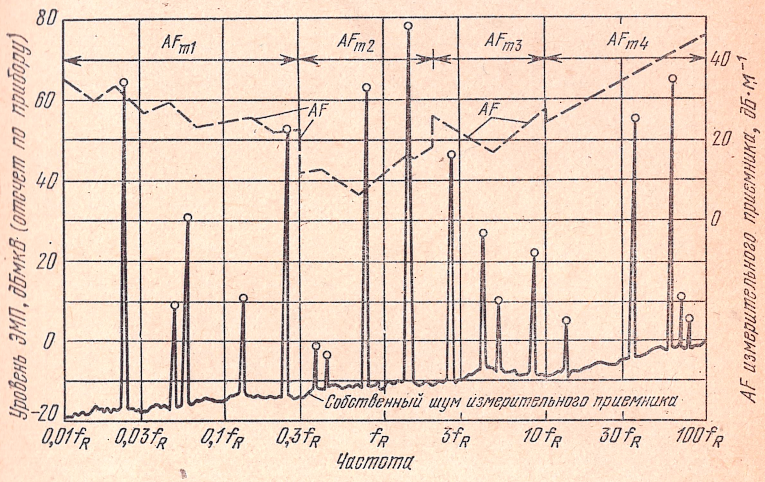


Рис. 6.12. Типовой результат частотной оценки ЭМО.

При анализе окружающей ЭМО фиксируются все возможные источники излучений в диапазоне частот от 0,01 f_R до наименьшего из значений 100 f_R или 12 ГГц. Результаты подобного анализа приведены в качестве примера на рис. 6.12. Полученные результаты измерений необходимо уточнить применительно к данному РП, поскольку используемое для оценки ЭМО измерительное устройство и сам РП, как правило, неравноценны. Для этого уровень помех, приведенный к РП, можно рассчитать как

$$U_R \, [\text{дБмкВ}] = U_m + AF_m - AF_R, \qquad (6.1)$$

где U_m — измеренный уровень помехи; AF_m — антенный фактор устройства, используемого для измерений, дБ; AF_R — антенный фактор РП, дБ.

---

[*] Усиление антенны РЛС за пределами ее рабочего диапазона определено согласно гл. 5.

Для расчета антенного фактора РП можно воспользоваться приближенным соотношением*⁾

$$AF_R\,[\text{дБ}] \approx 20\lg(9,7/\lambda\sqrt{G_R}), \qquad (6.2)$$

где λ — длина рабочей волны приемника, м; G_R — коэффициент усиления антенны РП.

Скорректированные данные, полученные с учетом соотношения (6.1), представлены на рис. 6.13. На этом же рисунке для различных комбинаций помехи представлены области и уровни восприимчивости РП. Так, для комбинации ОО восприимчивость РП ограничивается частотной полосой ± 20% относительно рабочей частоты РП f_{0R}; для комбинаций ОП и ПО—полосой (0,1 — 10) f_{0R} и уровнем 60 дБ; для комбинации ПП полосой (0,01 — 0,1) f_{0R} и (10—100) f_{0R} и уровнем 100 дБ.

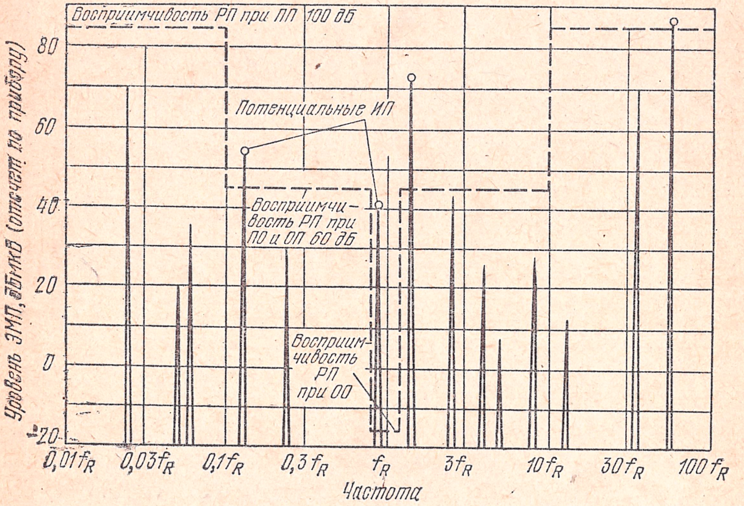


Рис. 6.13. Скорректированные (применительно к РП) результаты частотной оценки ЭМО, приведенной на рис. 6.12.

Выбор исходной информации, необходимой для оценки ЭМП. Эту информацию можно разделить на два вида. К первому относится информация об основных параметрах РЭС, ко второму — информация о характеристиках помехи.

---

*⁾ При условии, что входное сопротивление приемника 50 Ом. Относительно антенного фактора AF и его размерности см. примечание на стр. 35. (*Прим. ред.*)

Табл. 6.4 и 6.5 содержат необходимый перечень сведений, которыми в качестве примера служат данные примера 6.2. Некоторые параметры помехи являются усредненными статистическими.

Таблица 6.4

Наименование параметра, характеристики	Значение параметра, характеристики				
	передатчик				приемник
Условное обозначение, тип	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	R1
Частота, МГц	130	280	291	2900	270
Мощность, дБм	50	50	50	90	—
Тип модуляции	АМ (речь)	АМ (речь)	АМ (речь)	Импульсная	АМ (речь)
Ширина полосы частот, кГц	10	25	25	1000	25
Чувствительность, дБм	—	—	—	—	—110
Частота местного гетеродина, МГц	—	—	—	—	230
Промежуточная частота, МГц	—	—	—	—	40
Антенны					
Тип	Коллинеарная решетка			Параболическая	Коллинеарная решетка
Усиление, дБ	10	10	10	30	10
Поляризация	Вертикальная			Горизонтальная	Вертикальная
Размещение по осям, м:					
X	12	—12	—12	60	0
Y	12	—12	—12	0	0
Z	6	0	0	0	0
Ширина ДН, град					
по азимуту	360	360	360	4	360
по углу места	10	10	10	10	10
Ориентация относительно направления на север, град	—	—	—	Вращающаяся	—

Оценка трасс распространения радиоволн. Эту оценку производят с помощью топографической карты местности, на которой отображают расположение всех возможных ИП и РП (рис. 6.14), на карте строят профиль рельефа местности и трассу распространения от ИП к РП (рис. 6.15).

Таблица 6.5

Параметр помехи передатчика		Значение параметра помехи передатчика				Параметр помехи для приемника $R1$	Значение параметра
		№ 1	№ 2	№ 3	№ 4		
для $f > f_{0T}$	A, дБ/декада	—80	—80	—80	—60	для $f > f_{0R}$ I, дБ/декада	35
	B, дБ	—30	—30	—40	—40	J, дБ	85
	σ, дБ	15	20	20	20	σ, дБ	15
Максимальная частота, МГц		1300	2800	2800	2900	Максимальная частота КПП, МГц	2700
для $f < f_{0T}$	A', дБ/декада	20	20	20	20	для $f < f_{0R}$ I', дБ/декада	—20
	B', дБ	—80	—80	—80	—80	J', дБ	80
	σ', дБ	10	10	10	10	σ', дБ	10
Минимальная частота, МГц		13	28	29	2000	Минимальная частота КПП, МГц	27
Огибающая спектра при модуляции	Δf_0, кГц	0,01	0,01	0,01	100	Избирательность B_{R20}, дБ	—
	M_0, дБ/декада	0	0	0	0	B_{R60}, дБ	100
	Δf_1, кГц	0,10	0,10	0,10	1000	Соседний канал Δf_{max}, МГц	27
	M_1, дБ/декада	0	0	0	—20		
	Δf_2, кГц	1,00	1,00	1,00	10 000	Допустимый уровень помехи при ОО, дБ	80
	M_2, дБ/декада	—60	—60	—60	—40		
Основной лепесток антенны	для $f > f_0$ C, дБ/декада	0	0	0	0	для $f > f_0$ C, дБ/декада	0
	D, дБ	—10	—10	—10	—13	D, дБ	—10
	σ, дБ	3	3	3	3	σ, дБ	3
	для $f < f_0$ C', дБ/декада	0	0	0	0	для $f < f_0$ C', дБ/декада	0
	D', дБ	—10	—10	—10	—13	D', дБ	—10
	σ', дБ	3	3	3	3	σ', дБ	3
	Частота среза АФУ, МГц	—	—	—	2000		
Боковые и задний лепестки антенны	Средний КУ относительно излучения изотропной антенны $G[p, (\theta \neq \theta_0)]$, дБ	0	0	0	—10	Средний КУ относительно излучения изотропной антенны, $G[p, (\theta \neq \theta_0)]$, дБ	0
	σ, дБ	6	6	6	14	σ, дБ	6

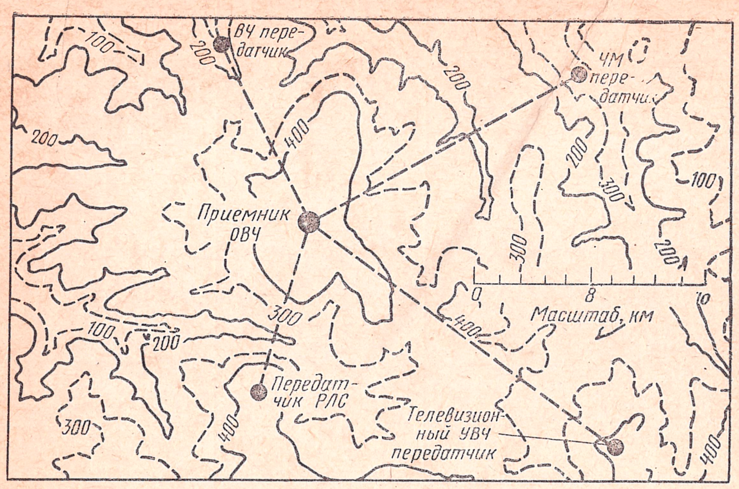


Рис. 6.14. Топографическая карта с отображением расположения РП и потенциальных ИП.

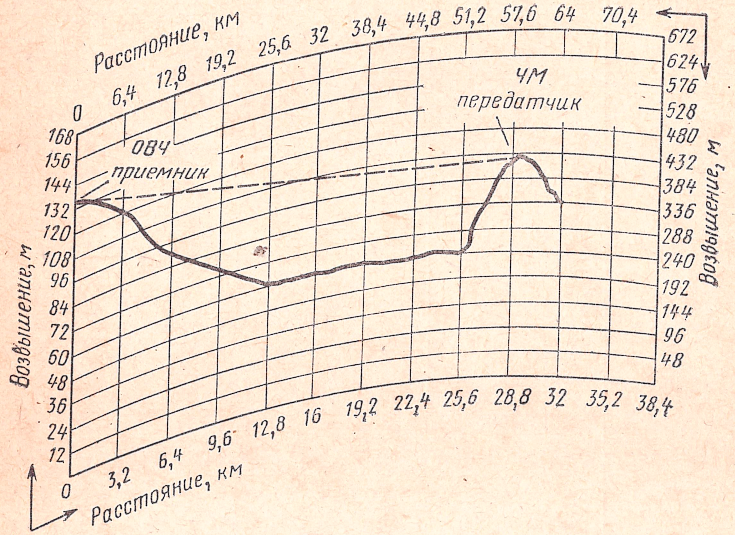


Рис. 6.15. Профиль рельефа местности и трасса распространения волны от передатчика ЧМ к приемнику ОВЧ.

Если выразить f в мегагерцах, R и c в одной системе единиц, то (см. гл. 5)

$$P_R\,[\text{Вт}] = \left(\frac{3\cdot 10^5}{4\pi\,10^6}\right)^2 \cdot \frac{P_T\,G_T\,G_R}{(R\,[\text{км}]\,f\,[\text{МГц}])^2} = \frac{0{,}00057\,P_T\,G_T\,G_R}{(R\,[\text{км}]\,f\,[\text{МГц}])^2}$$

или

$$P_R\,[\text{дБм}] = -\,(32,4\,\text{дБ} + 20\lg R\,[\text{км}] + 20\lg f\,[\text{МГц}]) + P_T\,[\text{дБм}] + G_T\,[\text{дБ}] + G_R[\text{дБ}].$$

Цифры в круглых скобках характеризуют основные потери при распространении радиоволны от передатчика к приемнику.

Последнее выражение получено в предположении, что: радиоволны распространяются в свободном пространстве; между ИП и РП имеется прямая видимость, мешающее действие атмосферы отсутствует; поляризации антенн ИП и РП совпадают; антенна ИП направлена в сторону РП; антенна РП направлена в сторону ИП; потери в антенно-фидерных трактах ИП и РП незначительны; рабочие частоты ИП и РП совпадают; полоса частот РП равна или больше полосы ИП.

На практике составляющие этого уравнения следует откорректировать. Приведем оценочный бланк, а также некоторые методические указания по его заполнению и примеры. В оценочный бланк занесены данные примера 6.10.

Поправку, учитывающую снижение уровня излучения ИП за пределами его рабочей полосы (строка 2), вводят, если рабочая частота РП более чем на 50% превышает рабочую частоту ИП. Эта поправка не учитывает излучение гармоник и субгармоник, ширину полосы, а также некоторые факторы, рассматриваемые далее. При отсутствии сведений о внеполосных излучениях могут быть использованы данные табл. 3.2 или результаты измерений.

Ориентировочные данные для заполнения строки 3 содержатся на рис. 6.16, 6.17. Определить поправку, учитывающую изменение КУ антенны в зависимости от условий ее работы можно с помощью табл. 5.5, 5.6.

Пример 6.8. Допустим, что 3-я гармоника передатчика РЛС, работающего на частоте 1335 МГц, создает помеху РРЛ.

Необходимо определить поправку для строк 5 и 6 оценочного бланка. Используя данные табл. 3.2, для уровня излучения 3-й гармоники получим —64 дБ. Внесем это значение в строку 2 оценочного бланка. Так как уровни излучения в табл. 3.2 даются с учетом усиления антенн ИП (в данном случае РЛС), то в строку 5

ОЦЕНОЧНЫЙ БЛАНК

	Полезный сигнал		СКО	Помеха	
	+дБ	—дБ	дБ	+дБ	—дБ
Характеристики передатчиков (источников излучений сигнала и помехи)					
1. Мощность передатчика, дБм	30			93	
2. Уменьшение уровня мощности за пределами рабочей полосы					64
3. Потери в АФУ		2			0
4. Усиление антенны (номинальное на рабочей частоте)	35			30	
5. Уменьшение КУ для частот, лежащих вне рабочей полосы					0
6. Уменьшение КУ в направлении РП					0
7. Уровень эффективной излучаемой мощности (сумма данных в строках 1—6)	63 дБм			59 дБм	
Потери энергии на трассе распространения радиоволн (для излучений источников полезного сигнала и помехи)					
8. Потери энергии радиоволны в свободном пространстве		140			110
9. Поправка на отсутствие условий прямой видимости		0			0
10. Необходимый запас на замирания сигнала (______ % надежности)		30			
11. Потери в дожде, парах воды и т. д.		0			0
12. Суммарные потери на распространение (сумма данных строк 8—11)		170			110
Характеристики приемника (для полезного сигнала и помехи)					
13. КУ антенны	35			35	
14. Уменьшение КУ антенны в направлении ИП					45
15. Уменьшение КУ антенны из-за несогласованности поляризаций антенны и принимаемого колебания					—
16. Потери в АФУ		2			2
17. Суммарное усиление антенны (сумма данных строк 13—16)	33				12
18. Мощность на входе приемника (сумма данных строк 7, 12, 17)	—74 дБм			—63 дБм	
19. Поправка на несовпадение рабочих частот ИП и РП					12
20. Поправка, учитывающая ширину полосы частот канала					0
21. Чувствительность приемника (уровень эффективной мощности шума)	—98 дБм			—98 дБм	
22. Отношение S/N и I/N на входе детектора (сумма данных строк 18—20 минус значение в строке 21)	26			35	
23. Выигрыш в отношении S/N в процессе детектирования					
24. Подавление помехи в процессе и после детектирования					
25. Отношение S/N и I/N на выходе детектора (сумма данных строк 22—24)	26			35	
26. Отношение $S/(I+N)$ (строка 25: $S/N - I/N$, если $I/N > 3$)	—9				

Выводы:

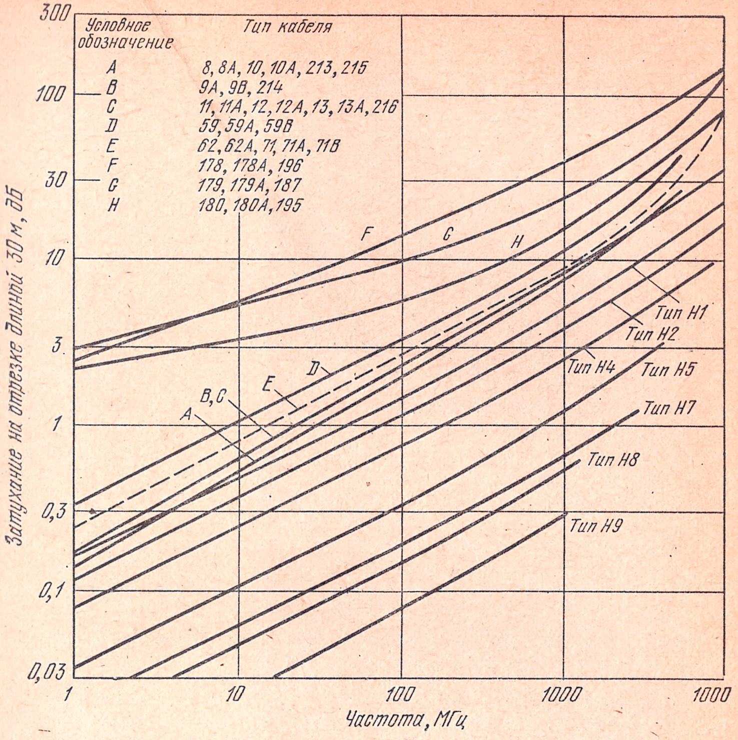


Рис. 6.16. Зависимость затухания энергии в коаксиальных кабелях от частоты.

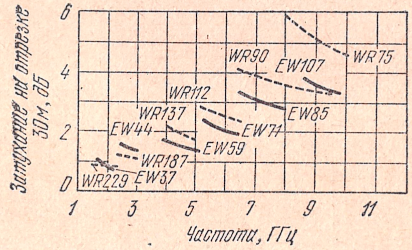


Рис. 6.17. Зависимость затухания энергии в волноводных линиях от частоты:

— — — жесткий прямоугольный волновод; ——— гибкий эллиптический волновод.

следует внести 0 дБ. Далее, поскольку антенна РЛС вращается на 360°, с определенной частотой повторяется ситуация, при которой антенна РЛС направлена на антенну приемника РРЛ. Таким образом, поправка для строки 6 оказывается также равной 0 дБ.

Пример 6.9. Антенна тропосферной линии, работающей на частоте 1 ГГц, имеет усиление 40 дБ; ее ось направлена под углом 60° к оси приемной антенны РРЛ. Допустим, что помеху РРЛ создает 4-я гармоника передатчика тропосферной линии.

Необходимо определить поправку, учитывающую усиление антенны тропосферной линии. Если и для этого примера воспользоваться данными табл. 3.2 (например, в строку 2 внести —70 дБ), то в строку 5 бланка так же, как и в предыдущем примере, следует внести 0 дБ. Определим поправку для строки 6 бланка. Предположим, что в строку 5 можно было бы внести значение —13 дБ из табл. 5.5. Поскольку антенна тропосферной линии «смотрит» не в антенну РРЛ, то согласно табл. 5.6 эквивалентное усиление антенны тропосферной линии в сторону антенны РРЛ составит примерно —10 дБ или—50 дБ относительно $G = 40$ дБ, внесенного в строку 4, при условии, что она работает на той же частоте и ее ось точно направлена в приемную антенну РРЛ. Следовательно, поправка для строки 6 должна составлять —50 дБ — (—13 дБ) = —37 дБ.

Это значение можно получить другим путем. Поправка для строки 6 должна отражать разницу в усилении антенны при работе на побочной частоте в основном и неосновном направлениях излучения, т. е. согласно табл. 5.5 она составляет $-[(G_0 - 13) - (-10)] = -37$ дБ.

Учет потерь при распространении радиоволн (строка 8 бланка). Потери при комбинациях ОО и ПО следует определять для рабочей частоты РП, а при ОП — для рабочей частоты ИП. В основу этих оценок можно положить рис. 6.4.

Поправку, учитывающую несовпадение частот и различие ширины полос ИП и РП, можно, как и ранее, находить с помощью рис. 6.1 и 6.2.

Чувствительность приемника можно определить с помощью рис. 4.4. Коэффициент шума приемника можно ориентировочно оценить, пользуясь данными табл. 6.6.

Таблица 6.6

Рабочая частота, МГц	Коэффициент шума приемников, дБ		СКО коэффициента шума, дБ	Поправка на качество приемников, дБ	
	старых (больше 5 лет)	новых (меньше 5 лет)		высококачественных	менее качественных
<30	7	5	2	—2	+2
30—300	9	7	3	—3	+3
300—3000	12	10	4	—4	+5
>3000	18	15	5	—5	—

Допустимость помехи можно ориентировочно оценить неравенствами табл. 6.7.

Таблица 6.7

Вид полезного сигнала на выходе приемника	$S/(I+N)$, при котором ЭМП недопустима, дБ
Изображение	<15
Цифровая информация	<10
Данные для телетайпа	5
Речь	0

Пример 6.10. Приемник РРЛ, работающий на частоте 4 ГГц, расположен на расстоянии 48 км от передатчика. На расстоянии 11,2 км от приемника в пределах прямой видимости находится передатчик РЛС, рабочая частота которого 1335 МГц (частота 3-й гармоники 4005 МГц). Необходимо установить, влияет ли на приемник РРЛ помеха от РЛС. Необходимые исходные данные для расчета следующие:

	Передатчик РРЛ	Приемник РРЛ (РП)	Передатчик РЛС (ИП)
Мощность на выходе, Вт	1		$2\cdot10^6$
Потери в АФУ, дБ	2	2	
Усиление антенны, дБ	35	35	30
Угол между осями антенн ИП и РП, град		20	
Требуемый запас на замирания для 99% времени, дБ		30	
Поляризация	Вертикальная		Горизонтальная
Ширина полосы, кГц	$3\cdot10^3$	$5\cdot10^3$	300
Чувствительность, дБм		—98	

Эти данные занесены в оценочный бланк. Как следует из бланка, выходное отношение сигнал/помеха для данного примера составляет —9 дБ, что значительно хуже допустимого для цифровой информации (+10 дБ, табл. 6.7). Таким образом, в моменты, когда вращающаяся антенна РЛС направлена на приемник РРЛ при глубоких замираниях полезного сигнала, уровень помехи наибольший и значительно превышает максимально допустимый (для нормальной работы приемника РРЛ). Чтобы исключить подобную ситуацию и обеспечить нормальную работу приемнику, необходимо увеличить отношение сигнал/помеха по крайней мере на 19 дБ, а лучше примерно на 25 дБ. Для достижения этого можно порекомендовать следующее:

— изменить частоту мешающего передатчика РЛС (эффективно, быстро реализуемо и экономично, но требует согласования с соответствующими службами);

— изменить частоту приемника РРЛ (можно осуществить, если нет трудностей с присвоением частоты);

— установить фильтр в передатчик РЛС (эффективно, но относительно дорого);

— уменьшить сектор слежения антенны РЛС (эффективно, но при этом сужается область обзора);

— установить специальный экран на линии прямой видимости между РЛС и приемником (эффективно, но дорого и требует много времени на реализацию).

Из представленных способов снижения ЭМП наиболее предпочтителен первый.

Определим, насколько нужно изменить рабочую частоту передатчика РЛС, чтобы увеличить отношение сигнал/помеха на выходе приемника на 25 дБ. С учетом данных строки 19 оценочного бланка необходимое значение поправки, связанной с несовпадением рабочих частот ИП и РП, должно составлять —12 — 25 = —37 дБ. Обращаясь к рис. 6.3, можно видеть, что линия, соответствующая $(B_T + B_R)/2 = (0{,}3 + 5)/2 = 2{,}65$ МГц, пересекается с уровнем —37 дБ на частоте, примерно равной 20 МГц. Следовательно, расстройка между рабочей частотой РП и мешающей 3-й гармоникой ИП должна быть не менее 20 МГц. Учитывая, что рабочая частота РП равна 4000 МГц, для 3-й гармоники ИП получаем 4020 МГц, а для основной частоты — 1340 МГц. Следовательно, для заданного увеличения отношения сигнал/помеха на выходе приемника, передатчик РЛС, работавший на частоте 1335 МГц, следует перестроить на 1340 МГц, т. е. изменить частоту на 5 МГц*).

---

*) Оценочный бланк содержит ошибки (строки 22, 25, 26), исправление которых изменило бы выводы примера 6.10. Для сохранения методики расчета исправления не были внесены. (*Прим. ред.*)

ПРИЛОЖЕНИЕ

РАСПРОСТРАНЕНИЕ СИГНАЛОВ МЕШАЮЩИХ РАДИОСТАНЦИЙ

При расчете ЭМС необходимо знать уровни полезного и мешающего сигналов на входе приемника. Эти уровни определяются условиями распространения радиоволн и ориентацией антенн.

Характеристики распространения изменяются в широких пределах и не всегда могут быть точно рассчитаны. Поэтому при расчете потерь приходится строить математические модели с учетом допущений, упрощающих решение задачи. При прогнозировании ЭМС важно понимать механизмы распространения радиоволн между источником и приемником помех. В данном приложении представлены модели радиолиний и методы расчета потерь при распространении, наиболее широко применяемые в инженерной практике.

П.1. МЕХАНИЗМЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Радиоволны по способу распространения делятся на: распространяющиеся в свободном пространстве (прямые), земные, тропосферные, ионосферные.

Радиоволны, распространяющиеся в однородной или слабо неоднородной среде (в частности, в космическом пространстве) по прямолинейным или близким к ним траекториям, называют свободно распространяющимися или прямыми волнами. На их распространение не сказывается влияние Земли, но при прохождении сквозь атмосферу их траектория может незначительно искривляться (рефракция), возможны рассеяние и поворот плоскости поляризации.

Земные радиоволны — радиоволны, распространяющиеся в непосредственной близости от поверхности земли и частично огибающие земной шар вследствие дифракции (дифракционные волны).

Радиоволны, распространяющиеся на значительные (примерно до 1000 км) расстояния из-за рассеяния в тропосфере и направляющего (волноводного) действия тропосферы, называют тропосферными.

Радиоволны, распространяющиеся на большие расстояния и огибающие земной шар в результате однократного или многократного отражения от ионосферы ($\lambda > 10$ м),

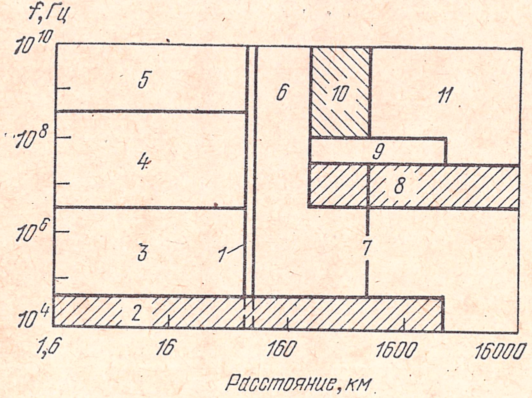


Рис. П.1. Граничные значения частот и расстояний для различных видов распространения радиоволн:

1 — область прямой видимости; 2 — мириаметровые волны (ОНЧ); 3 — поверхностные волны; 4 — область отражения (поверхностная волна, прямая волна и волна, отраженная от Земли); 5 — область отражений (прямая и отраженная от Земли волны); 6 — область полутени (дифракция вблизи горизонта); 7 — область дифракции; 8 — пространственная волна; 9 — область ионосферного рассеяния; 10 — область дальнего тропосферного распространения радиоволн; 11 — область земных волн.

а также волны, рассеивающиеся на неоднородностях ионосферы и отражающиеся от ионизированных следов метеоров (в диапазоне метровых волн), называют ионосферными или пространственными.

При расчетах потерь на распространение всю радиолинию обычно делят на несколько областей или зон (рис. П.1) и выясняют возможный механизм распространения помех определенного частотного диапазона в той или иной области.

Область прямой видимости простирается до радиогоризонта и в общем случае характеризуется наличием волн трех типов — прямой, отраженной от земной поверхности и поверхностной (земной).

Прямая и отраженная волны имеют место в том случае, когда антенны подняты на высоты, превышающие длину волны λ. При высоте подъема меньше λ волны всех диапазонов распространяются как земные.

Область дифракции или тени — область земной поверхности, где отсутствует прямая волна, а распространение происходит за счет огибания волной земной поверхности или неровности рельефа местности. Дифракционными способностями обладают волны гектаметрового и декаметрового диапазонов (более 30 кГц). Волны дециметрового диапазона практически дифрагируют только на неровностях, соизмеримых с λ.

Область полутени — промежуточная между областями прямой видимости и дифракции $(0{,}8 \ldots 1{,}2)\, d_0$, где d_0 — дальность радиогоризонта).

Область дальнего тропосферного распространения радиоволн (ДТР) простирается примерно от 100 до 1000 км. Распространение волн в этой области происходит из-за рассеяния в тропосфере. Как тропосферные могут в основном распространяться волны в диапазоне 40 — 10 000 МГц. В тропосферных линиях связи используют передатчики повышенной мощности (десятки киловатт) и остронаправленные передающие и приемные антенны. Поэтому несмотря на большие потери при распространении в этом диапазоне могут возникать помехи, которые затрудняют работу систем. При прогнозировании ЭМС необходимо учитывать помехи, возникающие при ДТР.

Кроме того, часто помехи возникают в результате волноводного распространения волн дециметрового и сантиметрового диапазонов, в некоторых случаях (при образовании определенных условий рефракции в тропосфере) возможно волноводное распространение для волн длиннее 1 м. Вероятность возникновения волноводов достаточно велика (особенно над морями и в приморских районах), и при прогнозировании ЭМС необходимо учитывать помехи волноводного типа.

В области ионосферного рассеяния волны распространяются из-за рассеяния на неоднородностях ионосферы. Рассеяние может происходить также из-за отражения от ионизированных следов метеоров. Связь в этом случае прерывистая и может длиться от долей единиц до десятков секунд. Область ионосферного рассеяния простирается на расстоянии 800 — 2400 км и захватывает диапазоны 30 — 100 МГц при рассеянии от неоднородностей ионосферы и 50 — 150 МГц при отражении от следов метеоров. Кроме того, необходимо учитывать возможность возникновения помех от волн, регулярно отражающихся от ионосферы (мириаметровые, километровые, гектометровые, декаметровые волны).

П.2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

При распространении волн в свободном пространстве потери энергии увеличиваются с увеличением расстояния из-за сферической расходимости фронта волны.

Мощность мешающего сигнала на входе приемника при распространении в свободном пространстве определяется зависимостью

$$P_R = P_T D_T \eta_T D_R \eta_R \lambda^2/16\pi^2 d^2, \qquad (\text{П}.1)$$

$$P_R\,[\text{дБВт}] = P_T\,[\text{дБВт}] + 20\lg\frac{\lambda}{4\pi d} + $$

$$+ D_T\,[\text{дБ}] + \eta_T\,[\text{дБ}] + D_R\,[\text{дБ}] + \eta_R\,[\text{дБ}], \qquad (\text{П}.2)$$

где P_T — мощность передатчика помех, Вт; λ — длина волны, м; d — расстояние между источником и приемником помех, м; D_T, D_R — коэффициенты направленного действия передающей и приемной антенн соответственно; η_T, η_R — к. п. д. передающего и приемного антенно-фидерного трактов соответственно.

В реальных условиях распространения радиоволн потери энергии могут увеличиваться не только с увеличением расстояния из-за сферической расходимости фронта волны, но и из-за поглощения и рассеяния электромагнитной энергии в земной поверхности, ионосфере, тропосфере, а также из-за пространственного перераспределения энергии при интерференции волн. Чтобы учесть влияние поверхности Земли и неоднородностей атмосферы на распространение радиоволн, вводят множитель ослабления поля свободного пространства V. Его значение зависит от ряда факторов: расстояния между точками передачи и приема, высот поднятия антенн над поверхностью Земли, длины волны, вида поляризации радиоволн, характера рельефа местности на трассе, а также от степени неоднородности атмосферы, подверженной значительным случайным изменениям. В общем случае множитель ослабления описывается статистическими законами, характеризующими пространственные и временные изменения.

При прогнозировании ЭМС для большинства радиолиний составляют упрощенные модели земной поверхности и атмосферы и рассчитывают на базе этих моделей потери при распространении, а затем находят распределения вероятности потерь и среднеквадратическую ошибку в зависимости от не учтенных ранее факторов (см. § П.9). Иногда в инженерной практике требуется оценить возможный максимальный уровень сигналов мешающей станции; в таких случаях рассчитывают минимальные потери при распространении. Примером могут служить космические станции, мешающее действие которых оценивают по максимальной плотности потока мощности, когда потери на распространение при прохождении сигнала через атмосферу условно принимают равными нулю. В некоторых практических случаях, как, например, при оценке помех, обусловленных линиями ионосферного и тропосферного рассеяния, бывает важно оценить ожидаемые аномальные выбросы помехи. В этих случаях используют статистические экспериментальные данные для конкретных трасс распространения за многолетний период.

С учетом множителя ослабления мощность мешающего сигнала на входе приемника помех равна

$$P_R = P_T \frac{D_T \eta_T D_R \eta_R \lambda^2}{16\pi^2 d^2} \,|V^2| \qquad (\text{П}.3)$$

или

$$P_R\,[\text{дБВт}] = P_T\,[\text{дБВт}] + 20\lg\frac{\lambda}{4\pi d} + D_T\,[\text{дБ}] +$$

$$+ \eta_T\,[\text{дБ}] + D_R\,[\text{дБ}] + \eta_R\,[\text{дБ}] + V\,[\text{дБ}]. \qquad (\text{П}.4)$$

Условиям распространения волн в свободном пространстве наиболее близки условия распространения в космических линиях связи. Множитель ослабления для таких линий связи (Космос — Земля, Земля — Космос) в общем виде можно записать как

$$V\,[\text{дБ}] = B_{\text{троп}} + B_{\text{ион}}, \qquad (\text{П}.5)$$

где $B_{\text{ион}}$ — потери в ионосфере из-за поглощения и рассеяния энергии в ионосфере, а также из-за изменения направления плоскости поляризации волны (эффект Фарадея), дБ;

$$B_{\text{троп}} = B_{\text{а}}\,(90^\circ)\,\alpha + \sigma_0 l + B_{\text{к}} \qquad (\text{П}.6)$$

— потери в тропосфере из-за поглощения радиоволн в кислороде, водяных парах и осадках, дБ; $B_а$ (90°) — потери в атмосфере из-за поглощения молекулярным кислородом и неконденсированным водяным паром для угла возвышения наземной станции 90°, определяемые из рис. П.2 [1]; эти потери сказываются на частотах выше 10 ГГц и имеют резко выраженный резонансный характер. Резонансное поглощение водяным паром наблюдается на волне 1,35 см (22 235 МГц), кислородом — на волне около 0,5 см (средняя частота 60 000 МГц); α — коэффициент, учитывающий потери для углов скольжения γ, отличных от 90° (табл. П. 1) [1]. Поскольку высота тропосферы значительно меньше рабочей высоты космической системы любого типа, ослабление из-за поглощения молекулярным кислородом и водяным паром постоянно для любого данного угла места (оно максимально для $\gamma = 0$ и минимально для $\gamma = 90°$); $\sigma_о$ — затухание в осадках на трассе протяженностью 1 км (рис. П.3) [2]; l — протяженность области осадков, км; $B_\varkappa$ — потери, определяемые прохождением электромагнитной энергии через защитный радиопрозрачный обтекатель антенны, покрытый слоем воды толщиной $\varkappa$ (рис. П.4).

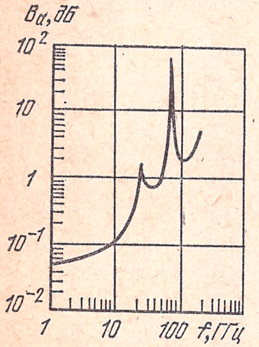


Рис. П.2. Суммарное поглощение радиоволн кислородом и неконденсированным водяным паром на уровне моря.

Таблица П.1

γ, °	5	7,5	10	30	90
α	11	7,5	5,5	2	1

Затухание, вызванное осадками, влияет на характеристики станций, работающих на волнах короче 10 см, и зависит от времени года, географического положения наземной станции, статистических данных о горизонтальной и вертикальной протяженности дождей, о толщине облаков и распределении облачного покрова. Обычно принимают: для моросящих и умеренных дождей $3 \leqslant l \leqslant 10$ км при $\gamma = 90°$, $30 \leqslant l \leqslant 300 - 400$ км при $\gamma \neq 90°$ и для ливневых дождей l порядка десятков километров.

Суммарное поглощение в свободном пространстве, атмосфере и осадках

$$B_\Sigma = 10 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 + B_а(90°)\,\alpha + \sigma_о l + B_\varkappa. \qquad (П.7)$$

Потери волны в ионосфере $B_{ион}$, обусловленные поглощением, определяются частотой колебаний падающей волны, концентрацией электронов, средним числом соударений; они практически существуют до классических высот ионосферы. В зонах полярных сияний концентрация электронов более резко выражена на меньших высотах (рис. П.5) [3].

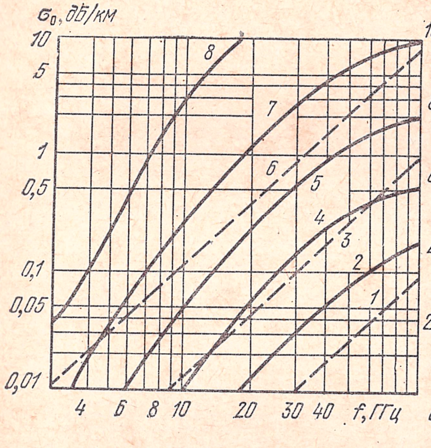


Рис. П.3. Затухание, вызванное осадками на трассе 1 км:

1, 3, 6 — туман или облачность (0,032; 0,32; 2,3 г/м³); 2 — моросящий дождь (0,25 мм/г); 4 — слабый дождь (1 мм/г); 5 — умеренный дождь (4 мм/г); 7 — сильный дождь (16 мм/г); 8 — ливень (100 мм/г).

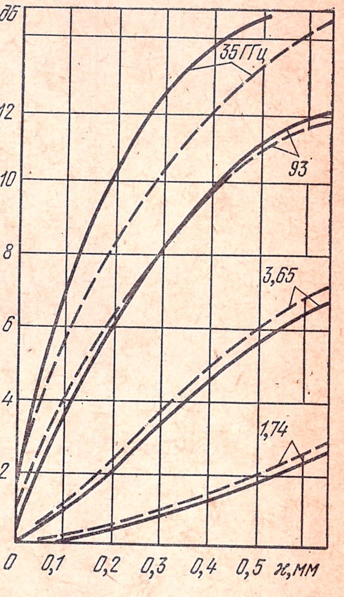


Рис. П.4. Потери, определяемые мощным обтекателем:

——— в слое воды, покрывающей обтекатель при перпендикулярном падении волны; — — — в слое воды толщиной $\varkappa$ и обтекателе ($\varepsilon = 3 - j\,0{,}045$).

Влияние ионосферы на прохождение радиоволн состоит также в их рассеянии на ионизированных неоднородностях, приводящем к флюктуации амплитуды сигнала в диапазоне $\lambda > 0{,}07$ м (рис. П.6). Значение коэффициента запаса на рассеяние в ионосфере рассчитывают по эмипирической формуле

$$V_1 = 1 + 0{,}47\,(\lambda - 0{,}07), \qquad (\text{П.8})$$

где λ — длина волны, м.

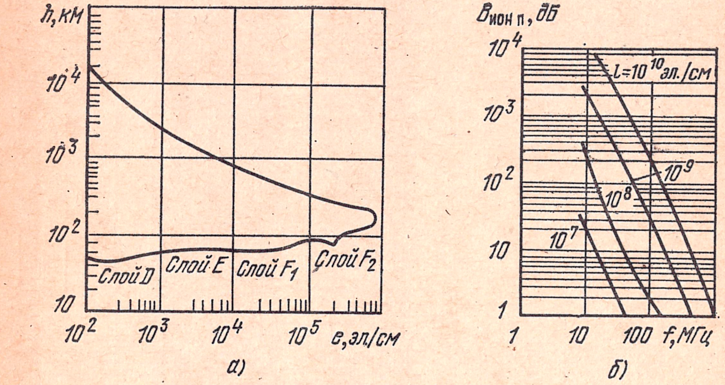


Рис. П.5. Электронный профиль ионосферы (*а*) и зависимость потерь на поглощение радиоволн в ионосфере от частоты (*б*).

Кроме того, потери в ионосфере вызваны вращением плоскости поляризации волны (эффект Фарадея) (рис. П.7) [4]. При наличии магнитного поля Земли ионосфера оказывается средой с двойным лучепреломлением: радиоволна, распространяющаяся через нее, расщепляется на две составляющие (нормальные волны) — обыкновенную и необыкновенную. Эти составляющие распространяются в ионосфере с разными фазовыми скоростями, и поэтому после прохождения некоторого расстояния между ними появляется фазовый сдвиг, который приводит к повороту плоскости поляризации суммарной волны. При движущемся излучателе (например, передатчик на спутнике) непрерывно вращается плоскость поляризации. Сигнал, принятый линейно-поляризованной антенной, испытывает поляризационные замирания.

Суммарные потери в ионосфере

$$B_{\text{ион}}\,[\text{дБ}] = B_{\text{погл}} + B_{\text{расс}} + B_{\Phi}, \qquad (\text{П.9})$$

где $B_{\text{погл}}$ — потери на поглощение в ионосфере, определяемые из рис. П.5, *б*;

$$B_{\text{расс}} = 10\,\lg\,V_1 \qquad (\text{П.10})$$

— потери рассеяния в ионосфере; V_1 определяется формулой (П.8); B_{Φ} — потери в ионосфере, вызванные эффектом Фарадея (рис. П.7).

При определении мешающего действия работающих космических станций пользуются понятием плотности потока мощности, которую рассчитывают по формуле

$$W\left[\frac{\text{дБВт}}{\text{м}^2}\right] = p_0 + 10\lg\Delta f_0 + G_T - 10\lg 4\pi d^2 + V, \qquad (\text{П.11})$$

где p_0 — спектральная плотность мощности передатчика ИСЗ, дБВт/Гц; G_T — коэффициент усиления передающей антенны в направлении φ, дБ; V — множитель ослабления, определяемый формулой (П.5), дБ; d — расстояние между источником и приемником помех, м; $\Delta f_0 = 4$ кГц — контрольная полоса частот.

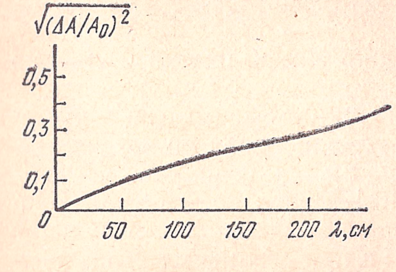


Рис. П.6. Зависимость средней флюктуации амплитуды от длины волны.

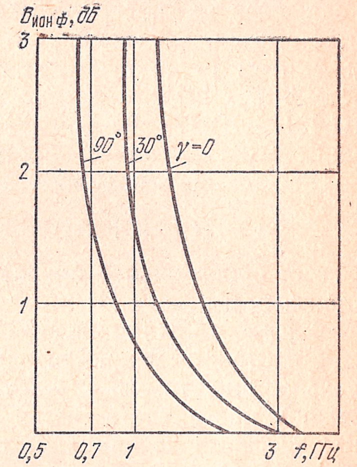


Рис. П.7. Зависимость потерь в ионосфере, вызванных эффектом Фарадея, от частоты

При этом максимальная плотность потока мощности мешающего сигнала

$$W_{\max}\,[\text{дБВт/м}^2] = p_0 + 10\,\lg\Delta f_0 + G_T - 10\,\lg\,4\pi d^2. \qquad (\text{П.12})$$

Мешающий сигнал может приходить к приемной антенне с различных направлений и испытывать различное ослабление. Когда антенна станции, расположенной на поверхности Земли, и бортовая антенна ИСЗ точно направлены друг на друга, координаты этих станций, а также азимут α и угол возвышения ζ направления осей главных лепестков антенн связаны следующими соотношениями:

$$\zeta = \arccos \frac{\cos \alpha - \sin \xi_{ИСЗ} \sin \xi}{\cos \xi_{ИСЗ} \cos \xi}, \qquad (П.13)$$

$$\xi_{ИСЗ} = \arcsin (\sin \xi \cos \alpha + \cos \xi \sin \alpha \cos A), \qquad (П.14)$$

$$\zeta = \zeta_1 - \zeta_{ИСЗ}, \qquad (П.15)$$

$$\alpha = \arccos (K_r \cos \beta) - \beta, \qquad (П.16)$$

$$K_r = R\ (R + H), \qquad (П.17)$$

где ξ, ζ_1 — соответственно широта и долгота станции, находящейся на поверхности Земли; H, $\xi_{ИСЗ}$, $\zeta_{ИСЗ}$ — соответственно расстояние от поверхности Земли, широта и долгота точки пространства, в которой находится ИСЗ; $R = 6{,}37 \cdot 10^6$ м — радиус земного шара. Формулы (П.13) — (П.17) не накладывают никаких ограничений на форму и наклонение орбиты.

Расстояние между антеннами

$$d = R\sqrt{1 + K_r^2 - 2\,K_r \cos \xi \cos \zeta}/K_r. \qquad (П.18)$$

Расчет произвольной ориентации антенн наземной станции приведен в работе [1].

Разработаны нормы МККР [5] на максимально допустимые плотности мощности излучения. В них оговорена предельно допустимая плотность потока мощности, создаваемая у поверхности Земли излучением космической станции в любых условиях и при любых методах модуляции в любой полосе шириной 4 кГц при различных углах прихода над горизонтальной плоскостью. Нормы МККР на плотность потока мощности, рассчитанные из условий защиты фиксированных служб, работающих в пределах прямой видимости, представлены в табл. П.2.

Пример П.1. Определить плотность мощности помехи, излучаемой ИСЗ в полосе 4 кГц, на входе приемника при следующих исходных данных: максимальное расстояние между источником и приемником помех $d = 4350$ км; спектральная плотность мощности передатчика помех ИСЗ $p_0 = -31{,}1$ дБВт/Гц; коэффициент усиления передающей антенны по уровню половинной мощности $G_T = +17{,}1$ дБ; рабочая частота $f_0 = 4$ ГГц; метеорологические условия на участке Земля — ИСЗ: вид осадков — дождь, протяженность $l = 10$ км, интенсивность 4 мм/ч.

Таблица П.2

Диапазон, ГГц	Углы прихода φ, °	Допустимая плотность потока мощности, дБВт/м²
1,67—2,535	0—5	—154
	5—25	—154+(φ—5)/2
	25—90	—144
3,4—7,75	0—5	—152
	5—25	—152+(φ—5)/2
	25—90	—142
8,025—11,7	0—5	—150
	5—25	—150+(φ—5)/2
	25—90	—140
0,3—0,5		Нормы не установлены

1. Используя (П.7) и рис. П.1—П.3, определяем потери в свободном пространстве, атмосфере и осадках:

$$B_\Sigma = 177{,}2 + 0{,}03 \circ 5{,}5 + 0{,}02 \circ 10 + 1 = 178{,}565 \text{ дБ}.$$

2. Потери на поглощение, рассеяние и эффект Фарадея на частоте

$$f = 4 \text{ ГГц (см. рис. П.5, П.7) } B_{ион} = 0.$$

3. По формуле (П.11) определяем искомую плотность потока мощности помехи в полосе 4 кГц для заданных условий распространения на участке ИСЗ — Земля:

$$W = -31{,}1 + 36 + 17{,}1 - 178{,}565 = -156{,}565 \text{ дБВт/м}^2.$$

4. Максимальная плотность потока мощности в соответствии с формулой (П.12)

$$W_{max} = -31{,}1 + 36 + 17{,}1 - 177{,}2 = -155{,}2 \text{ дБВт/м}^2.$$

В соответствии с табл. П.2 при работе данного ИСЗ в направлении Космос — Земля норма на допустимую плотность потока мощности не выдерживается для направления углов прихода 10—25°.

П.3. ОБЛАСТЬ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Область прямой видимости простирается до радиогоризонта, дальность которого определяется по формуле

$$d_0\,[\text{км}] = \sqrt{2Rk}\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_R}), \qquad (П.19)$$

где h_T, h_R — высота подъема передающей и приемной антенн над поверхностью Земли соответственно, м; k — отношение эквивалентного радиуса Земли, учитывающего рефракцию волн в тропосфере, к действительному; определяется через градиент индекса рефракции dN/dh, м$^{-1}$, учитывающий вертикальное распределение коэффициента преломления атмосферы N:

$$k = 1 \Big/ \left(1 + R \cdot 10^{-6} \frac{dN}{dh}\right). \qquad (П.20)$$

Для нормальной (стандартной) атмосферы $dN/dh = -0{,}04$ м$^{-1}$, $\sqrt{2Rk} = 4{,}12$. (Подробнее о распределении коэффициента преломления N см. § П.4).

При расчете поля волны в области прямой видимости встречающиеся на практике случаи классифицируют следующим образом:

1) по высоте поднятия антенн ($h \gg \lambda$; $h \sim \lambda$; $h = 0$);

2) по удалению от передатчика (плоская или сферическая Земля);

3) по рельефу местности (отдельные ярко выраженные препятствия, статистически неровная поверхность).

Поле волны в области прямой видимости обычно рассчитывают, учитывая влияние тропосферы, которое особенно проявляется в диапазонах сантиметровых, дециметровых и метровых волн. Влияние метеорологических условий будет рассмотрено в § П. 4.

I. Высоко поднятые антенны, поверхность плоская, гладкая, однородная. В этом случае поле в месте приема содержит две составляющие: поле прямой волны и волны, отраженной от земной поверхности. Действующее значение результирующей напряженности поля определяется интерференционной формулой [6]

$$E_д \left[\frac{мВ}{м}\right] = \frac{173\sqrt{P_T G_T}}{d} \times$$
$$\times \sqrt{1 + 2|\Gamma|\cos\left(\theta + \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) + |\Gamma|^2}, \qquad (П.21)$$

где P_T — мощность передатчика помех, кВт; G_T — коэффициент усиления передающей антенны; d — расстояние между источником и приемником помех, км; $|\Gamma|$ — модуль коэффициента отражения; θ — угол потери фазы при отражении; h_T, h_R — высоты подъема передающей и приемной антенн соответственно, м; λ — длина волны, м. Значения Γ и θ определяются через угол скольжения γ и относительную диэлектрическую проницаемость ε' и удельную проводимость отражающей поверхности σ для горизонтальной и вертикальной поляризации по формулам

$$\operatorname{tg}\gamma = (h_T + h_R)/d, \qquad (П.22)$$

$$\Gamma_{верт} = \frac{(\varepsilon' + j\,60\,\lambda\sigma)\sin\gamma - \sqrt{\varepsilon' + j\,60\,\lambda\sigma - \cos^2\gamma}}{(\varepsilon' + j\,60\,\lambda\sigma)\sin\gamma + \sqrt{\varepsilon' + j\,60\,\lambda\sigma - \cos^2\gamma}}, \qquad (П.23)$$

$$\Gamma_{гор} = \frac{\sin\gamma - \sqrt{\varepsilon' + j\,60\lambda\sigma - \cos^2\gamma}}{\sin\gamma + \sqrt{\varepsilon' + j\,60\lambda\sigma - \cos^2\gamma}}. \qquad (П.24)$$

По формулам (П.23), (П.24) построены номограммы для определения Γ и θ [7] (рис. П.8, П.9). Параметром на серии кривых является величина $60\lambda\sigma$.

Формула (П.21) справедлива для любых значений параметров почвы ε', σ при условии

$$\sqrt[3]{\pi R/\lambda}\,\sin\theta \geqslant 0{,}7. \qquad (П.25)$$

Пример П.2. Определить напряженность поля помех в месте приема при следующих данных: излучаемая мощность станции помех $P_T = 15$ Вт; длина волны $\lambda = 35$ см; коэффициент усиления передающей антенны $G_T = 100$($G_T = 20$ дБ), приемной антенны $G_R = 100$ ($G_R = 20$ дБ); высота передающей антенны $h_T = 80$ м, приемной антенны $h_R = 20$ м; расстояние между антеннами $d = 8$ км; радиоволны распространяются над сухой почвой ($\varepsilon' = 4$; $\sigma = 0{,}001$ см/м). Поляризация вертикальная.

1. По формуле (П.22) определяем угол скольжения $\operatorname{tg}\gamma = 100/8000 = 0{,}08$. По графикам рис. П.9 при $\varepsilon' = 4$, $\sigma = 0{,}001$ См/м и $\lambda = 35$ см вычисляем для вертикальной поляризации $|\Gamma| = 0{,}68$, $\theta = 180°$.

3. По формуле (П.21) вычисляем напряженность поля помех при вертикальной поляризации

$$E_д = \frac{173\sqrt{15 \cdot 10^{-3} \cdot 100}}{8} \cdot 0{,}712 = 18{,}9 \text{мВ/м}.$$

II. Высоко поднятые антенны (поверхность Земли сферическая, гладкая, однородная). Кривизна Земли двояким образом влияет на распространение радиоволн в пределах прямой видимости: 1) изменяется геометрическая разность хода между прямым и отраженным лучом и 2) отражение от выпуклой полупроводящей поверхности сопровождается дополнительными потерями из-за рассеяния энергии. Учет

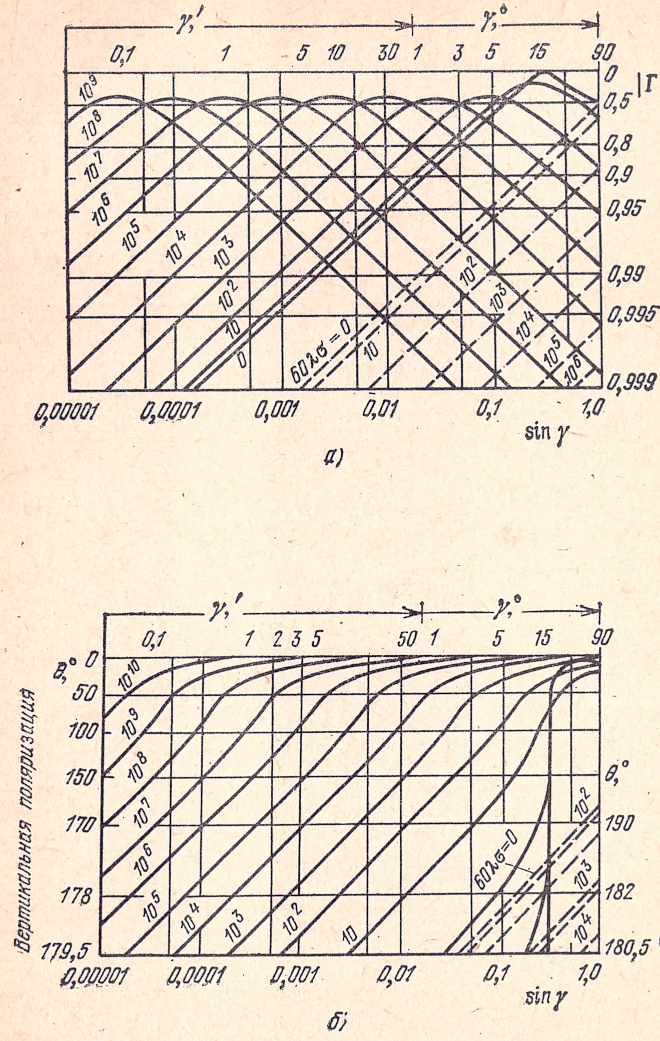


Рис. П.8. Зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ и угла сдвига фазы при отражении θ от угла скольжения γ при $\varepsilon' = 10$ и разных значениях $\theta = 60\lambda\sigma$ для вертикальной (———) и горизонтальной (— — — —) поляризаций.

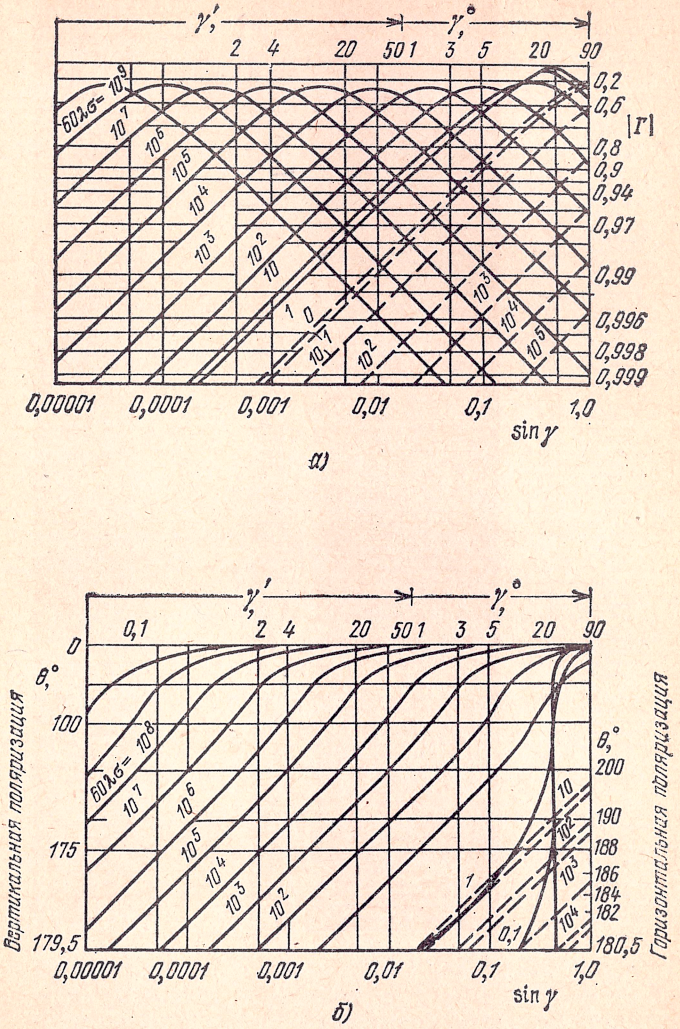


Рис. П.9. Зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ и угла сдвига фазы при отражении θ от угла скольжения γ при $\varepsilon' = 4$ и разных значениях $\theta = 60\lambda\sigma$ для вертикальной (———) и горизонтальной (— — — —) поляризаций.

сферичности Земли сводится к нахождению приведенных высот h'_T и h'_R по известным значениям d, h_T и h_R и подстановке $h'_T h'_R$ в интерференционную формулу (П.21).

При расчетах для подстановки в интерференционные формулы находят произведение высот

$$h'_1 h'_2\ [\text{м}^2] = m h_1 h_2, \qquad (\text{П}.26)$$

где h_1 — бо́льшая высота независимо от того, является ли антенна передающей или приемной; m — поправочный коэффициент, определяемый по номограммам рис. П.10 [7]; параметром в номограммах служит величина

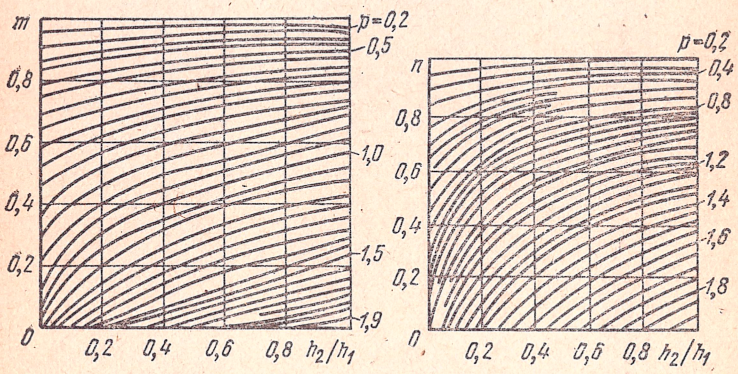


Рис. П.10. Зависимости поправочных коэффициентов m и n от отношения h_2/h_1 и от параметра $p = d/2Rh_1$.

$$p = d/\sqrt{2Rh_1}. \qquad (\text{П}.27)$$

Аналогично по графику рис. П.10 вычисляют поправочный множитель h к формуле для определения угла скольжения

$$\gamma = n\,(h_1 + h_2)/d. \qquad (\text{П}.28)$$

Влияние выпуклости отражающей поверхности на значение коэффициента отражения учитывается с помощью коэффициента расходимости [8]

$$D = 1/\sqrt{1 + 2\Gamma^2 h'_1 h'_2 / R\,(h'_1 + h'_2)}. \qquad (\text{П}.29)$$

III. Невысоко поднятые антенны, поверхность Земли плоская, гладкая, однородная. В инженерной практике в этом случае используется упрощенный метод Буллингтона, согласно которому множитель ослабления [7]

$$V = 4\,\pi\sqrt{h_1^2 + h_0^2}\,\sqrt{h_2^2 + h_0^2}/\lambda d, \qquad (\text{П}.30)$$

где

$$h_0 = \lambda/2\,\pi q \qquad (\text{П}.31)$$

— минимальная эффективная высота антенны (рис. П.11);

$$q = |\sqrt{\varepsilon' - j60\lambda\sigma - \cos^2\gamma}\,/\,(\varepsilon' - j\,60\,\lambda\sigma)| \qquad (\text{П}.32)$$

для вертикальной поляризации,

$$q = |\sqrt{\varepsilon' - j\,60\,\lambda\sigma - \cos^2\gamma}| \qquad (\text{П}.33)$$

для горизонтальной поляризации.

Пример П.3. Определить множитель ослабления поля помех при следующих данных: $\lambda = 1$ м; $d = 5$ км; $h_1 = 6$ м; $h_2 = 4$ м; радиоволны вертикально поляризованы и распространяются над влажной почвой.

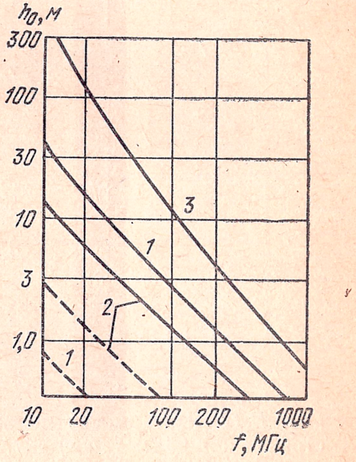


Рис. П.11. Зависимость минимальной эффективной высоты антенны от частоты для различных типов почв:

1 — влажная почва ($\varepsilon'=30$, $\sigma=0{,}02$ См/м); 2 — сухая почва ($\varepsilon'=4$, $\sigma=0{,}001$ См/м); 3 — морская вода ($\varepsilon'=80$, $\sigma=4$ См/м); ——— вертикальная поляризация; — — — горизонтальная поляризация.

1. По графику рис. П.11 для длины волны $\lambda = 1$ м ($f = 300$ Гц) при распространении над влажной почвой находим $h_0 = 0{,}8$ м.
2. Используя (П.30), находим

$$V = 4\pi\sqrt{6^2 + 0{,}8^2}\,\sqrt{4^2 + 0{,}8^2}\,/(1\cdot 5\cdot 10^3) = 0{,}062.$$

IV. Антенны, расположенные непосредственно на поверхности Земли ($h_1 = h_2 = 0$), поверхность Земли плоская гладкая однородная. Напряженность поля в этом случае рассчитывают по формуле Шулейкина — Ван-дер-Поля [7]

$$E_{\text{д}}\ [\text{мВ/м}] = 245\sqrt{P_T G_T}\ V/d. \qquad (\text{П.34})$$

Множитель ослабления V является функцией безразмерного параметра X, называемого «численным расстоянием» и определяемого по формуле

$$X = \frac{\pi d}{\lambda}\sqrt{\frac{(\varepsilon'-1)^2+60\lambda\sigma}{\varepsilon^2+(60\lambda\sigma)^2}}, \qquad (\text{П.35})$$

где λ — длина волны, м.

При определении множителя ослабления V используют графики Берроуза (рис. П.12) [7] и формулу

$$V = (2+0{,}3\,X)/\,(2+X+0{,}6\,X^2). \qquad (\text{П.36})$$

Ориентировочные значения максимальных расстояний, при которых можно пользоваться формулой (П.34) для различных диапазонов длин волн, таковы: 300...400 км при $\lambda = 200...2000$ м; 50....100 км при $\lambda = 50...200$ м; 10 км при $\lambda = 10...50$ м.

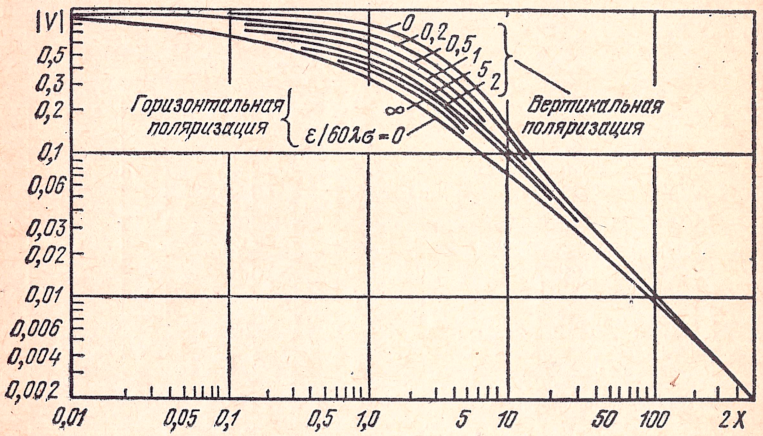


Рис. П.12. Зависимость множителя ослабления от численного расстояния при разных значениях параметра $\varepsilon/60\lambda\sigma$.

Если длина трассы превышает указанные расстояния, то при расчете напряженности поля необходимо учитывать сферичность Земли и расчет поля производить по формуле (П.57).

Пример П.4. Определить напряженность поля помех, создаваемую на расстоянии 250 км от передающей станции при распространении радиоволн над влажной почвой при следующих данных: излучаемая мощность помех $P_T = 30$ кВт; длина волны $\lambda = 1200$ м; коэффициент усиления антенны $G_T = 1{,}5$; параметры почвы $\varepsilon = 10$, $\sigma = 0{,}01$ См/м, $60\,\lambda\sigma = 720 \gg \varepsilon$, $\varepsilon/60\lambda\sigma = 0{,}014$.

1. Численное расстояние находим по (П.35);

$$X = \frac{\pi 250\cdot10^3}{6\cdot1200^2\cdot0{,}01} = 0{,}91;\ 2X = 1{,}82,$$

2. По графику на рис. П.12 определяем множитель ослабления $V = 0{,}67$.

3. Согласно (П.34) напряженность поля в месте приема

$$E_{\text{д}} = \frac{245\sqrt{30\cdot1{,}5}\cdot0{,}67}{250} = 44\text{мВ/м}.$$

V. Электрически неоднородная почва, гладкая поверхность раздела Земля — атмосфера. Условия распространения радиоволн над неоднородной почвой с гладкой поверхностью раздела при описании моделей обычно идеализируют. Поскольку невозможно учитывать непрерывные изменения свойств почвы на пути распространения волны, при расчетах обычно принимают во внимание только резкие изменения электропроводности почвы (например, скачок при переходе море — суша). Невозможно также учесть непостоянство электрических параметров почвы по глубине. С приближением к уровню грунтовых вод повышается проводимость почвы. Реальную неоднородную по вертикали почву заменяют воображаемой однородной почвой, которая вызывает такое же поглощающее действие, как и реальная почва. При расчетах распространения на конкретных трассах пользуются картой проводимости почвы [10] и рекомендациями МККР [9]. Строгое исследование процессов распространения радиоволн над неоднородной почвой в условиях плоской и сферической поверхности Земли дано в работах [11 — 13].

Если численные расстояния для обеих почв велики, т. е. X_1, $X_2 \gg 1$, то формула для множителя ослабления имеет вид [12]

$$V \approx \sqrt{S_1 S_2}/2\,(d_1+d_2), \qquad (\text{П.37})$$

где $S_1 = 60\,\lambda^2\sigma_1$, $S_2 = 60\,\lambda^2\sigma_2$ — масштаб расстояний для почв 1 и 2 соответственно; d_1, d_2 — длина трассы вдоль почв 1 и 2 соответственно.

Имеются формулы множителя ослабления для случая распространения радиоволн над тремя почвами для плоской и сферической поверхности Земли (рис. П.13) [12,13]. Если вся длина трассы равна $d_1 + d_2$, где d_1 — протяженность суши, d_2 — протяженность моря, то $\nu = d_1/(d_1 + d_2)$ — коэффициент заполнения трассы сушей. При расчетах проводимость моря предполагалась равной 4 См/м, а суши $9 \cdot 10^{-3}$ См/м. Определение электрических характеристик поверхности Земли и кривые распространения над неоднородной поверхностью Земли приведены в [14, 15].

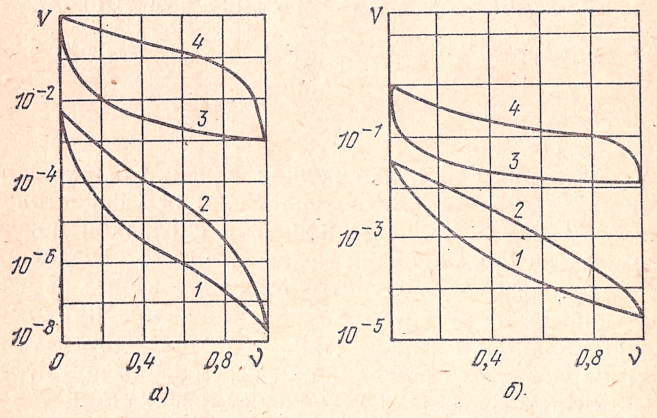


Рис. П.13. Зависимости множителя ослабления от коэффициента заполнения трассы сушей при распространении над плоской и сферической поверхностью Земли:

а) λ=100 м, б) λ=300 м; 1 — сфера, море—суша; 2 — сфера, море—суша—море; 3 — плоскость, суша—море—суша; 4 — плоскость, море—суша—море.

При прогнозировании ЭМС необходимо иметь в виду, что по мере заполнения трассы водной поверхностью уровень поля мешающей станции может сильно возрасти и значительно превысить уровень помехи при распространении радиоволн только над сушей.

VI. Статистически неровная поверхность, поднятые антенны ($h_{T,R} > (2...3)\ \lambda$). Для оценки шероховатости поверхности используют критерий Релея

$$h_{\text{н}}\ [\text{м}] < \lambda/8 \sin\gamma, \qquad (\text{П.38})$$

т. е. условие, при выполнении которого данную поверхность можно считать гладкой. При невыполнении этого условия отражения приобретают диффузный характер. Критерий не учитывает поляризации волны, которая по экспериментальным данным существенно влияет на отражение. Шероховатость поверхности следует оценивать не в одной точке отражения, а в пределах области, ограниченной первой зоной Френеля (параметры и построение зон Френеля даны в работе [16]).

Если имеется статистически неровная поверхность, то в модели радиолинии выделяют три волны: прямую, зеркально отраженную и рассеянную. При вычислении коэффициента отражения рассеянную волну обычно не рассматривают. Она объединяется с прямой и зеркально отраженной волной. Общее поле в случае поднятых антенн ($h_{T,R} > (2...3)\ \lambda$) определяют по интерференционной формуле для гладкой поверхности (П.21), но с поправкой, внесенной в коэффициент отражения (Γ уменьшается). Нахождению коэффициента отражения волн от шероховатой поверхности посвящено много публикаций, но проблема определения коэффициента зеркального отражения от шероховатой поверхности полностью не решена.

В описании большинства моделей рассеяния земной поверхности используются статистические методы, поскольку теоретическое описание должно быть обобщающим для некоторого класса поверхностей и очень сложно математически описать некоторые поверхности (например, скалистые участки или поверхности, покрытые деревьями). В большинстве моделей предполагается изотропность статистических характеристик, что несправедливо для описания вспаханных полей или городов с прямоугольной сеткой улиц. Большинство моделей характеризуются только двумя или тремя параметрами (стандартным отклонением высоты, средним наклоном, интервалом корреляции и т. д.), хотя естественные (или искусственные) поверхности лишь в редких случаях описываются столь просто.

Подробное описание математических моделей отражающей поверхности можно найти в работе [17]. Наиболее хорошо изучены поверхности с гауссовым распределением высот неровностей. К поверхностям такого типа относится море при умеренном волнении.

Коэффициент отражения для случайно шероховатой поверхности при гауссовом распределении высот неровностей определяется как [18]

$$\Gamma = \exp\left[-2\left(\frac{2\pi Z \sin\gamma}{\lambda}\right)^2\right], \qquad (\text{П.39})$$

где Z — среднеквадратичное отклонение распределения неровностей, Формула (П.39) не учитывает всех факторов, влияющих на коэффициент отражения, но хорошо согласуется с экспериментальными данными, полученными в некотором диапазоне углов скольжения γ рядом исследователей. Влияние неровностей различных отражающих поверхностей на коэффициент отражения экспериментально и теоретически исследовалось в ряде работ [например, 19, 20]. Однако из-за сложности и многообразия характеристик отражающей поверхности возможны лишь некоторые ориентировочные оценки значения Г.

В табл. П.3 приведены ориентировочные средние значения для различных видов отражающих поверхностей на разных длинах волн при углах скольжения 10...30′ [21].

Таблица П.3

Вид отражающей поверхности	Г	
	$\lambda = 7\ldots8$ см	$\lambda = 15\ldots18$ см
Морская поверхность	0,75—0,95	0,8—0,98
Ровные поверхности (солончаки, равнины пойменные луга)	0,6—0,95	0,8—0,99
Ровная лесистая местность	0,3—0,5	0,6—0,8
Среднепересеченная лесистая местность	0,2—0,3	0,3—0,5

Учитывая что только в редких случаях поверхность Земли обладает свойствами зеркального отражателя, при расчете поля помех следует считаться с тем, что отражение от поверхности Земли волн короче 1 м при $\gamma > 2\ldots3°$, как правило, диффузное.

VII. Статистически неровная поверхность, поднятые антенны. При небольших поднятиях антенн (не более $(2\ldots3)\,\lambda$) статистически неровная поверхность начинает влиять по всей трассе распространения и заметно ослабляет поле помех вследствие диффузного отражения хаотически расположенными неровностями. Влияние неровностей поверхности раздела учитывают методом «пологих неровностей» [18].

Критерии применимости метода «пологих неровностей» выражаются в виде неравенств

$$H_{\text{н}}/l_{\text{н}} \ll 1; \quad 1/\sqrt{\varepsilon} \ll 1; \quad \sqrt{kl_{\text{н}}}\,\gamma_{\text{н}} \ll 1, \qquad (\text{П.40})$$

где $H_{\text{н}}$, $l_{\text{н}}$ — характерные высота и длина неровностей; ε — диэлектрическая проницаемость поверхности; $k = 2\pi/\lambda$; $\gamma_{\text{н}}$ — угол наклона неровностей.

В настоящее время теоретически вычислены значения ε_{eff}, σ_{eff} для взволнованной поверхности моря в диапазоне метровых волн (рис. П.14) [22]. В случае применимости метода «пологих неровностей» при распространении над статистической неровной поверхностью, множитель ослабления находят подстановкой эффективных значений ε_{eff}, σ_{eff} в дифракционные формулы Фока (см. § П.5) или графоаналитическим методом (§ П. 5) с заменой параметра q на q_{eff}. Пример расчета будет приведен в § П.5.

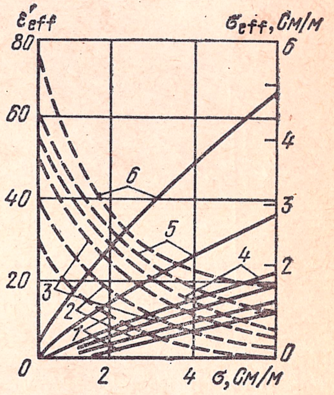


Рис. П.14. Зависимость ε_{eff} (— — — —) и σ_{eff} (______) от удельной проводимости воды при гладкой поверхности раздела:

1) $\lambda = 10$ м, волнение 7—8 баллов: *2)* $\lambda = 5$ м, волнение 5—6 баллов: *3)* $\lambda = 7$ м, волнение 3—4 балла; *4)* $\lambda = 1$ м, волнение 1—2 балла; *5)* $\lambda = 5$ м, волнение 1—2 балла; *6)* $\lambda = 10$ м, волнение 1—2 балла.

VIII. Влияние рельефа местности. На распространение в пределах прямой видимости влияет рельеф местности совместно с метеорологическими условиями. Влияние последних зависит от рельефа местности.

Здесь рассмотрим влияние отдельных препятствий на множитель ослабления поля волны. Влиянию метеорологических условий посвящен § П. 4. В случае дифракции метровых и дециметровых волн на горных хребтах (клиновидная форма препятствий) множитель ослабления находят методами оптической дифракции Френеля [23]. Когда форма препятствий далека от клиновидной, препятствия аппроксимируют выпуклыми телами (сферой, цилиндром и т. д.). При аппроксимации одиночного реального препятствия сферой (рис. П.15) множитель ослабления является функцией двух параметров (рис. П.16) [24 — 26]:

$$p=\Delta\sqrt[3]{\frac{\pi b}{\lambda}};\quad \mu=\sqrt[12]{\frac{8\pi^2}{b\lambda^2}}\sqrt{\frac{\sqrt{h_T h_R}}{\sqrt{h_T}+\sqrt{h_R}}},\qquad (\text{П.41})$$

где b — радиус аппроксимирующей сферы; Δ — угол дифракции; h_T, h_R — высоты передающей и приемной антенн над аппроксимирующей сферой.

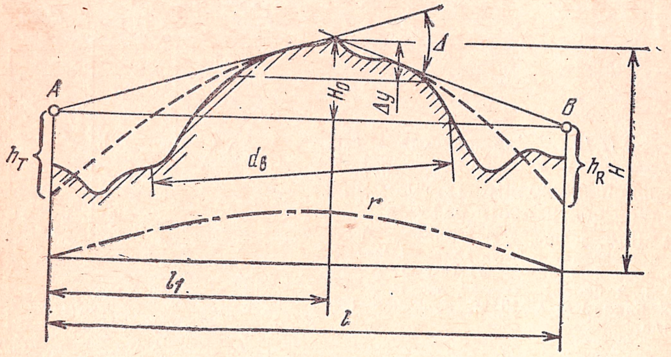


Рис. П.15. Профиль рельефа местности:
— — — аппроксимирующая сфера; —— · —— уровень моря или условный нулевой уровень.

При практических расчетах высоты антенн h_T и h_R над аппроксимирующей сферой выражаются через величину просвета H_0 в наиболее высокой точке профиля трассы, относительную координату $k = l_1/l$ этой точки, протяженность препятствия вдоль трассы на произвольном уровне Δy от вершины препятствия. Формулы для определения p и μ имеют вид [26]

$$p=\frac{H_0}{H_{01}};\quad \mu=\sqrt[6]{\frac{64\pi a_l^2}{3}}\sqrt[3]{\frac{k^2(1-k)^2}{r^2}}\times$$

$$\times\sqrt[4]{1+\frac{r^2 p}{4a_l k(1-k)}},\qquad (\text{П.42})$$

где

$$H_{01} = \sqrt{l\lambda k\,(1-k)/3}\qquad (\text{П.43})$$

— просвет, при котором $V = 1$; l — длина препятствия; $a_l = \Delta y/H_{01}$; $r = d_в/l$, $d_в$ показано на рис. П.15.

Положительные значения p соответствуют таким трассам, на которых линия AB (рис. П.15) проходит выше вершины препятствия; если линия AB проходит ниже вершины препятствия, то $p < 0$. При $p > 1$ (открытые трассы) зависимость $V(p)$ (рис. П.16) имеет интерференционный характер. При этом для гладкого выпуклого препятствия

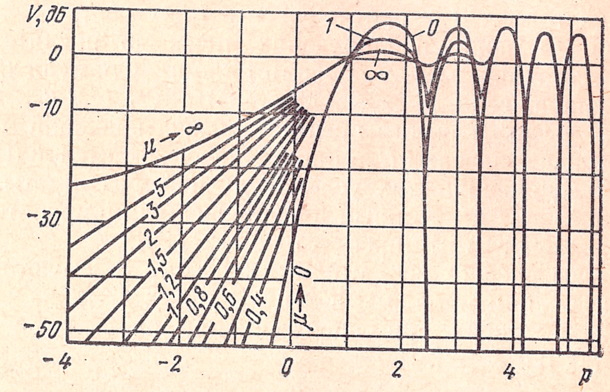


Рис. П.16. Зависимость множителя ослабления от параметра p при различных значениях μ.

глубина n-го минимума зависит от коэффициента расходимости, определяемого формулой [27]

$$D_n=\left(\sqrt{1+13{,}1a_l k^2(1-k)^2/l^2\sqrt{n}}\right)^{-1}.$$

Значение $\mu \to \infty$ соответствует оптической дифракции Френеля, $\mu = 0$, когда трасса идеально плоская, или когда высоты антенн над аппроксимирующей сферой h_T, $h_R = 0$.

Сравнение теоретических и экспериментальных данных [28] показало, что при $V > -(30 \ldots 35)$ дБ точность расчета вполне удовлетворительна, если форма препятствия не очень сложная. При сложной форме препятствий, а тем более при наличии на трассе нескольких отчетливо выраженных препятствий, трудно точно аппроксимировать препятствия, методы расчета множителя ослабления усложняются, а точность вычислений оказывается меньшей.

Для двух препятствий при сравнительно небольших углах дифракции значение множителя ослабления может быть найдено по полуэмпирической формуле [28]

$$V\,[\text{дБ}] = (V_1 + V_2)\,f\,(d_1, d_2, d_3),\qquad (\text{П.45})$$

где V_1, V_2 — значения множителя ослабления, вносимые каждым препятствием в предположении отсутствия другого, дБ;

$$f(d_1,\ d_2,\ d_3)=0{,}5\left(\sqrt{1-\frac{1}{\pi}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{d_2\,d}{d_1\,d_3}}}\right)^{-1} \qquad (\text{П}.46)$$

— функция, учитывающая взаимное расположение препятствий на трассе; d — протяженность трассы; d_1, d_2 — расстояния от корреспондирующих точек до препятствий; d_3 — расстояние между препятствиями. Формула (П.46) справедлива, если $V > -(30\ \ldots\ 35)$ дБ, $f\ (d_1,\ d_2,\ d_3) \geqslant$ $\geqslant 0{,}65$, высота каждого препятствия над впадиной между ними больше значения H_{01}, определяемого формулой (П.43). При невыполнении этих условий лучшие результаты дает метод расчета, основанный на аппроксимации препятствий одним эквивалентным препятствием [27, 29].

Методы расчета множителя ослабления при многократной дифракции метровых и дециметровых волн на реальных препятствиях при аппроксимации их сферами даны в работах [29 — 32].

П.4. ВЛИЯНИЕ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ УСЛОВИЙ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН В ОБЛАСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Метеорологические условия влияют на распространение радиоволн, вызывая их рефракцию в тропосфере, поглощение (ослабление) атмосферными газами (см. § П.3) и ослабление гидрометеорами (см. § П.3).

Рефракционные явления в диапазоне ниже 100 ГГц не зависят от частоты. Характеризуют рефракционные явления с помощью коэффициента преломления воздуха, определяемого формулой Вейнтрауба и Смита [33]:

$$N=77{,}6\,\frac{p}{T}+3{,}73\cdot10^{-5}\,\frac{e}{T^2}=\frac{77{,}6}{T}\left(p+\frac{4810e}{T}\right), \qquad (\text{П}.47)$$

где p, T, e — давление, температура, упругость водяных паров.

Выражение (П.47) справедливо для высот до 60 км и частот ниже 50 ГГц. На высотах более 60 км начинает сказываться влияние ионизации, а на частотах выше 50 ГГц становится заметной дисперсия коэффициента преломления воздуха, обусловленная наличием резонансных

линий поглощения молекул паров воды, кислорода и углекислого газа.

Распределение коэффициента преломления представляет собой сложную функцию пространственных координат и времени, причем наибольшие изменения наблюдаются по вертикали. Условия рефракции в тропосфере в основном зависят от вертикального градиента индекса рефракции dN/dh, который из-за случайных изменений метеорологических условий претерпевает случайные временные изменения. Градиент N определяется формулой

$$\frac{dN}{dh}=\frac{N_1-N_2}{h_1-h_2}, \qquad (\text{П}.48)$$

где h — высота измерения.

В среднем $N\ (h)$ убывает по экспоненциальному закону [34]. Экспоненциальная модель преломляющей атмосферы (рис. П 17) хорошо согласуется со средним распределением индекса рефракции в пределах первых 3 км.

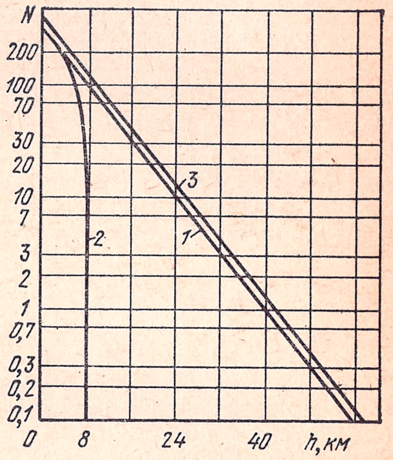


Рис П.17. Модели атмосферы:
1 — стандартная атмосфера; 2 — модель эффективного радиуса Земли; 3 — экспоненциальная атмосфера.

При расчете наземных линий связи обычно используют модель эффективного радиуса Земли. Эта модель при $k = {}^3/_4$ (см формулу (П.20)) хорошо согласуется с моделью стандартной атмосферы в интервале высот до 1 км. Однако из-за влияния неоднородности подстилающей поверхности всегда существует заметная горизонтальная неоднородность распределения метеорологических элементов и, следовательно, горизонтальный градиент N. Чтобы учесть горизонтальную неоднородность распределения определяют эффективный вертикальный градиент диэлектрической проницаемости воздуха g у земной поверхности [35], определяемый с помощью радиотехнических измерений. При этом истинный радиус Земли заменяют эквивалентным радиусом, зависящим от g:

$$R_{\text{экв}} = R\ /\ (1\ +\ Rg/2). \qquad (\text{П}.49)$$

Известны работы, посвященные статистическому распределению градиентов индекса рефракции g на сухопутных и морских трассах [36].

При расчете трасс прямой видимости с учетом рефракции нужно помнить следующее.

Во-первых, определения области прямой видимости, зон тени и полутени становятся условными, так как трасса, открытая при некоторых условиях рефракции, при изменении этих условий может оказаться полуоткрытой или даже закрытой. В формулу (П.19) подставляется значение $R_{экв}$.

Во-вторых, введение $R_{экв}$ эквивалентно трансформации профиля трассы, т. е. изменению величины просвета, координаты вершины препятствия (или точки отражения), радиуса аппроксимирующей сферы.

При аппроксимации одиночного реального препятствия сферой учесть рефракцию можно, заменив параметры p и μ, определяемые формулами (П.41), следующими [21]:

$$p(g)=\frac{H(0)+\Delta H_0(g)}{H_{01}}=p(0)+\Delta p(g), \qquad (\text{П}.50)$$

$$\mu=\mu_0\mu\,[p(g)], \qquad (\text{П}.51)$$

где $H(0)$ — значение просвета при отсутствии рефракции, определяемое по профилю трассы;

$$\mu_0=\sqrt[6]{64\ \pi a_l^2/3}\ \sqrt[3]{k^2\,(1-k)^2/r^2}; \qquad (\text{П}.52)$$

$$\mu\,[p(g)]=\sqrt[3]{1-r_0\,\Delta p(g)}\sqrt[4]{\frac{1+r_0\,p(0)+\Delta p(g)}{1-r_0\,\Delta p(g)}}; \qquad (\text{П}.53)$$

$$r_0=l^2/(4a_lk\,(1-k)); \qquad (\text{П}.54)$$

$$\Delta H_0(g)=-R^2gk\,(1-k)/4; \qquad (\text{П}.55)$$

$$\Delta p\,(g)=\Delta H_0\,(g)/H_{01}; \qquad (\text{П}.56)$$

остальные обозначения такие же, как в формуле (П.41).

Формулы (П.50) — (П.56) учитывают изменение просвета и радиуса аппроксимирующей сферы при изменении условий рефракции. Пользуясь этими формулами и графиком на рис. П.16, можно определить зависимость $V\,(g)$. Зная статистическое распределение значений g, можно найти интегральное распределение V и далее определить уровень помехи в заданный интервал времени.

Примеры расчета сложных трасс с учетом рельефа местности и метеорологических условий даны в [29, 32].

Непосредственно за радиогоризонтом следует область полутени и тени. В этой области поле содержит две составляющие: обусловленную рассеянием радиоволн в тропосфере и дифракционную. Уровень первой составляющей на расстояниях примерно до 80 — 100 км незначителен, поэтому при расчетах ею обычно пренебрегают и рассчитывают в основном поле дифракционной волны. Это справедливо до тех пор, пока значения множителя ослабления с учетом средних условий рефракции превышают (40 ... 50) дБ. При меньших значениях множителя ослабления начинает преобладать дальнее тропосферное распространение волн, т. е. переизлучение электромагнитной энергии неоднородной атмосферой.

Модель радиолинии в области полутени и тени основывается на распространении дифракционной волны над гладкой поверхностью Земли в условиях однородной или вертикально-неоднородной атмосферы с различным профилем коэффициента преломления по высоте. Наиболее полно разработаны методы расчета для линейного профиля коэффициента преломления по высоте (dN/dh = const), хотя известны методы расчета дифракционного поля с любым профилем, заданным аналитически [37]. Поле дифракционной волны в областях полутени и тени в общем случае рассчитывают по дифракционной формуле Фока [38]:

$$V(x_1,\ y_T,\ y_R,\ q)=\exp\,(j\pi/4)\,2\sqrt{\pi x}\ \times$$
$$\times\sum_{s=1}^{\infty}\frac{\exp\,(jxt_s)}{t_s-q^2}\,\frac{w_1\,(t_s-y_1)}{w_1\,(t_s)}\,\frac{w_1\,(t_s-y_2)}{w_1\,(t_s)}, \qquad (\text{П}.57)$$

где

$$x=d/L \qquad (\text{П}.58)$$

— относительное расстояние, связанное с длиной трассы

$$L=(\lambda R_{\text{eff}}^2/\pi)^{1/3} \qquad (\text{П}.59)$$

— масштаб расстояний;

$$R_{\text{eff}}=R\Big/\left(1+R\,\frac{dN}{dh}\,10^{-6}\right) \qquad (\text{П}.60)$$

— эффективный радиус земного шара; R = 6370 км — радиус земного шара;

$w_1(t_s)$ — функция Эйри; t_s — s-е корни так называемого характеристического уравнения $w_1'(t_s) - qw_1(t_s) = 0$,

$$q = \mathrm{j}\sqrt[3]{\pi R/\lambda}/\sqrt{\varepsilon' + \mathrm{j}\,60\lambda\sigma}; \qquad (П.61)$$

$$q = \mathrm{j}\sqrt[3]{\pi R_{\text{eff}}/\lambda}\,\sqrt{\varepsilon' + \mathrm{j}\,60\lambda\sigma} \qquad (П.62)$$

для вертикальной и горизонтальной поляризации соответственно;

$$y_T = h_T/H;\ y_R = h_R/H \qquad (П.63)$$

— относительные высоты передающей и приемной антенн над земной поверхностью;

$$H = 0{,}5\ (R_{\text{eff}}\lambda^2/\pi^2)^{1/3} \qquad (П.64)$$

— масштаб высот, м.

Напряженность поля дифракционных волн E [мВ/м] связана с множителем ослабления Фока следующим соотношением [7]:

$$E = \frac{173\sqrt{P_T G_T}}{d} V, \qquad (П.65)$$

где P_T — в киловаттах; d — в километрах.

Формула (П.57) справедлива практически для всех случаев распространения дифракционных волн над гладкой земной поверхностью в условиях линейной атмосферы. Однако вычисления по (П.57) сложны особенно для области полутени и требуют привлечения ЭВМ. Некоторые частные случаи приведены на рис. П.18. Расчет кривых распространения земной волны дан в [39].

Если электрические параметры земной поверхности, длина волны и вид поляризации таковы, что $0{,}5 > |q| > 40$, то множитель ослабления не зависит от электрических свойств земной поверхности и для расчета поля дифракционной волны пользуются более простыми формулами [40]:

$$V = U_1(x)\,V_1(y_T)\,V_1(y_R), \qquad (П.66)$$

или

$$V\,[\text{дБ}] = V_1(x) + V_1(y_T) + V_1(y_R), \qquad (П.67)$$

где $V_1(y_T)$, $U_1(x)$, $V_1(y_R)$ находятся по номограммам (рис. П.19). Поле вычисляется по формуле (П.65).

Этот метод справедлив для $\lambda < 1$ м.

Пример П.5. Определить напряженность поля дифракционной волны при следующих исходных данных: $P_T = 25$ Вт; $G_T = 120$; $\lambda = 20$ см; $h_T = 25$ см; $h_R = 10$ м; $d = 35$ км.

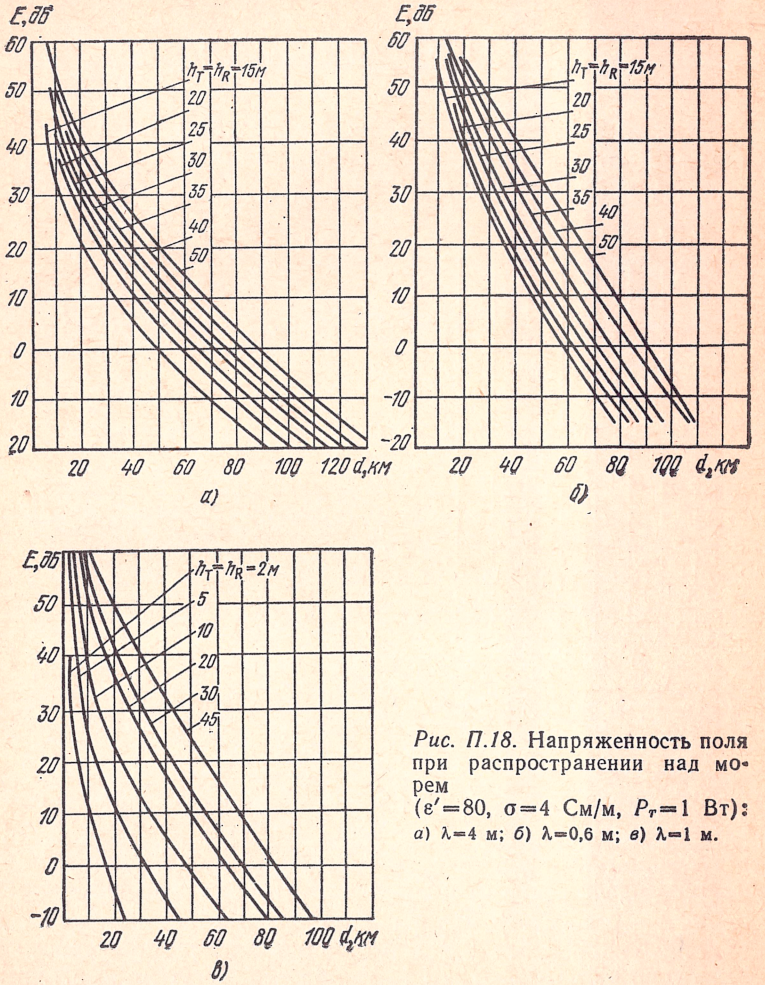


Рис. П.18. Напряженность поля при распространении над морем ($\varepsilon' = 80$, $\sigma = 4$ См/м, $P_T = 1$ Вт): *а)* $\lambda = 4$ м; *б)* $\lambda = 0{,}6$ м; *в)* $\lambda = 1$ м.

Подставляя в формулы (П.59), (П.64) значение $R = 6{,}37 \cdot 10^6$ м находим $L = 1{,}37 \cdot 10^4$ м; $H = 14{,}8$ м.

По формулам (П.58), (П.59), (П.63) (П.64) вычисляем относительное расстояние и относительные высоты антенн:

$$x = \frac{3{,}5 \cdot 10^4}{1{,}37 \cdot 10^4} = 2{,}56;\quad y_T = \frac{25}{14{,}8} = 1{,}69;\quad y_R = \frac{10}{14{,}8} = 0{,}67.$$

По графикам рис. П.19, П.20 находим величины $U_1(x)$, $V_1(y_T)$, $V_1(y_R)$. По формуле (П.67) определяем $V = -30 + 8 - 3 = -25$ дБ. Подставляя заданные и найденные значения (П.65), находим

$$E = \frac{173\sqrt{25\cdot10^{-3}\cdot120}}{35\cdot17{,}8} = 0{,}48\ \frac{\text{мВ}}{\text{м}}.$$

Для $40 > |q| > 0{,}5$ (это значение соответствует параметрам морской поверхности, вертикальной поляризации и диапазону волн $\lambda = 0{,}4\ \ldots 80$ м) разработан графо-аналитический метод расчета [41] на основе вычислений дифракционного множителя ослабления (П.57) с помощью ЭВМ.

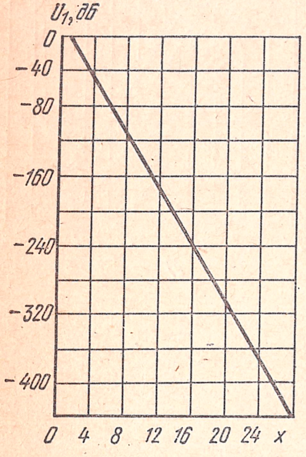


Рис. П.19. Зависимость $U_1(x)$.

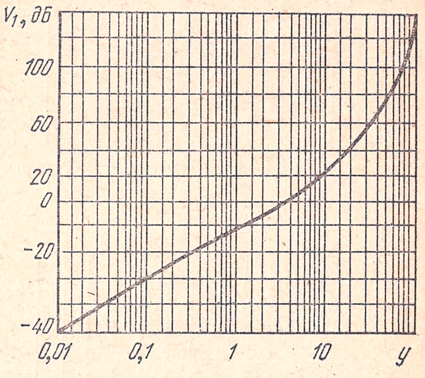


Рис. П.20. Зависимость высотного множителя ослабления от относительной высоты антенны.

Сущность этого метода состоит в следующем. Пусть требуется определить напряженность поля дифракционных волн вертикальной поляризации при распространении над морской поверхностью с удельной электропроводностью σ [См/м] на расстояние d [км] (область полутени или тени), при высоте подъема приемной антенны h_R [м] и высоте передающей антенн $h_T = 0$. Заданы значения длины волн λ и вертикального градиента индекса рефракции dN/dh [м$^{-1}$].

Напряженность поля [мВ/м] рассчитываем по формуле [7]

$$E_\text{д} = 245\sqrt{P_T G_T}\ V/d. \qquad (\text{П.68})$$

Дифракционный множитель ослабления находим по номограммам, предварительно вычисляя параметры Фока по формулам (П.58), (П.59), (П.61), (П.63), (П.64).

Порядок пользования номограммами следующий. На вспомогательной номограмме в координатной сетке $[x, q]$ по горизонтальной оси в логарифмическом масштабе откладываем значение $|q|$, по вертикальной — значение x. Пересечение двух перпендикуляров, восстановленных к осям в заданных точках, дает значение вспомогательного параметра A. Далее, в координатной сетке $[A, y]$ по горизонтальной оси в логарифмическом масштабе откладываем значение относительной высоты приемной антенны над уровнем моря y_R, по вертикальной оси — значение параметра A. Пересечение двух перпендикуляров, восстановленных в выбранных точках, дает искомое значение дифракционного множителя ослабления V. Номографический метод пригоден для нахождения дифракционного множителя ослабления при любом значении градиента индекса рефракции (за исключением случая волноводного распространения, когда $dN/dh = -0{,}157$). Поскольку поле дифракционной волны при увеличении высоты передающей (приемной) антенны вначале уменьшается, а затем по мере перехода из области тени в освещенную область экспоненциально возрастает, высоту, до которой поле максимально, при расчетах ЭМС оказывается целесообразным принимать за нулевую.

Пример П.6. Определить напряженность поля помех на Японском море ($\sigma = 4$ См/м) при отсутствии волнения моря и при волнении 4 балла на расстоянии $d = 50$ км, при высоте подъема приемной антенны $h_R = 30$ м, для длины рабочей волны $\lambda = 6{,}7$ м. Излучаемая мощность $P_T = 1$ Вт, поляризация вертикальная, коэффициент усиления передающей антенны $G_T = 1$. Высота подъема передающей антенны $h_T = 0$. Условия распространения характеризуются градиентом рефракции $dN/dh = +0{,}08$ м$^{-1}$.

Для спокойного моря по формулам (П.60), (П.58), (П.61) — (П.64) находим

$$R_\text{eff} = \frac{6{,}37\cdot10^6}{1+0{,}08\cdot6{,}37\cdot10^6\cdot10^{-6}} = 4{,}246\cdot10^6\,\text{м};$$

$$x = \frac{50\cdot10^3}{\sqrt[3]{6{,}7\cdot(4{,}246\cdot10^6)^2/3{,}14}} = 1{,}46;$$

$$|q| = \sqrt[3]{\frac{3{,}14\cdot4{,}246\cdot10^6}{6{,}7}} \Big/ \sqrt[4]{80^2 + (60\cdot6{,}7\cdot4)^2} = 3{,}14;$$

$$y = \frac{30\cdot2}{\sqrt[3]{4{,}246\cdot10^6\cdot6{,}7^2/3{,}14^2}} = 0{,}223.$$

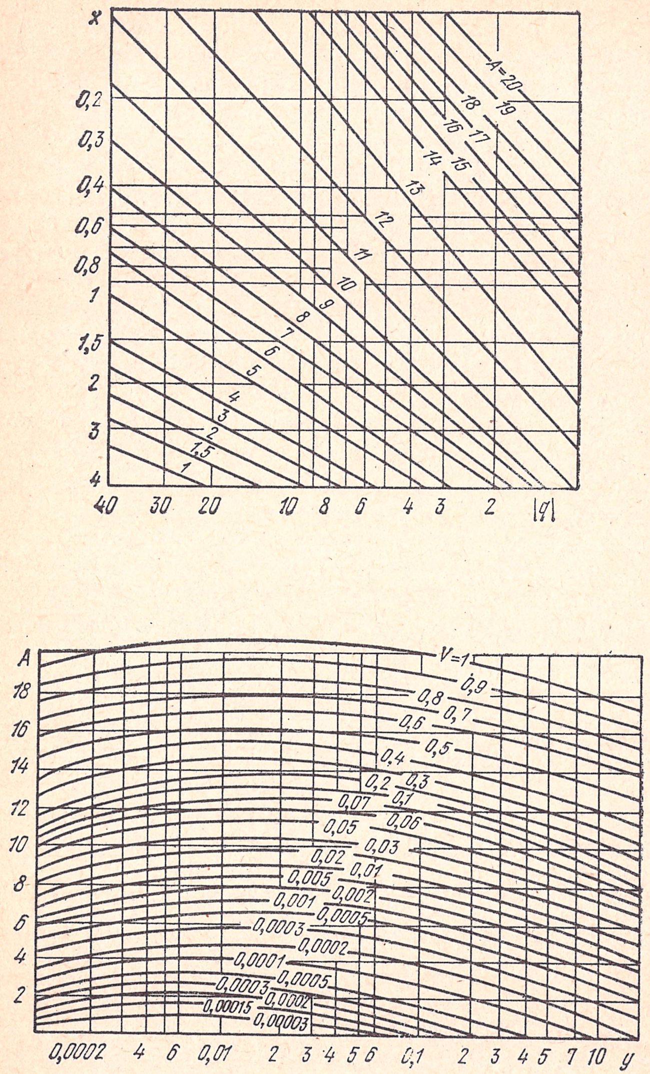


Рис. П.21. Номограммы для определения дифракционного множителя ослабления.

По горизонтальной оси рис. П.21 в логарифмическом масштабе откладываем $|q| = 3,14$, по вертикальной оси $x = 1,46$. По пересечению перпендикуляров, восстановленных из этих точек, находим вспомогательный параметр $A = 11,5$.

Далее в координатной сетке $[A, y]$ по горизонтальной оси откладываем $y = 0,223$, по вертикальной оси $A = 11,5$. По пересечению перпендикуляров, восстановленных из этих точек, находим $V = 0,07$.

По (П.68) определяем

$$E_{д} = \frac{245\sqrt{0,001\cdot 1}\cdot 0,07}{50} = 11,3 \text{ мкВ/м}.$$

Для волнения моря 4 балла и $\sigma = 4$ См/м по рис. П.14 определяем $\varepsilon'_{\text{eff}} = 14$; $\sigma_{\text{eff}} = 1,1$ См/м.

Рассчитываем

$$|q| = \sqrt[3]{\frac{3,14\cdot 4,246\cdot 10^6}{6,7}} \Big/ \sqrt[4]{14^2 + (60\cdot 6,7\cdot 1,1)^2} = 5,95.$$

Далее, для $|q|_{\text{eff}} = 5,95$, $x = 1,46$, $A = 10$, $y = 0,223$ номографическим методом находим $V = 0,058$,

$$E_{д} = 245\sqrt{0,001\cdot 1}\cdot 0,058/50 = 9,3 \text{ мкВ/м}.$$

П.6. ОБЛАСТЬ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Область дифракции простирается примерно до расстояний $(3\ldots5)\,d_0$ (d_0 — расстояние прямой видимости). На расстояниях, превышающих размеры области дифракции, дифракционная составляющая поля быстро затухает, начинает преобладать составляющая поля, обусловленная рассеянием. Ее характерной особенностью является подверженность быстрым и медленным замираниям. Это область дальнего тропосферного распространения радиоволн (ДТР). В области ДТР механизм распространения помех объясняется несколькими факторами, одним из которых является сверхрефракция в тропосфере, ведущая к образованию приземных и приподнятых волноводов, захвату волн в этих волноводах и распространению электромагнитных волн на расстояния, в десятки раз превышающие расстояние прямой видимости.

Условие образования волноводов $dN/dh \geqslant -0,157$ м$^{-1}$. Чтобы волна могла быть захвачена волноводом, его высота $h_{в}$ должна соответствовать следующему условию:

$$h_{в}^{3/2} \approx \lambda_{кр}\cdot 10^4/8,5, \tag{П.69}$$

где $\lambda_{кр}$ — критическая длина волны, выше которой волноводное распространение отсутствует, м.

Фундаментальные исследования посвященные волноводному распространению радиоволн и кривые волноводного распространения волн можно найти в работе [40].

Считать напряженность поля помех при волноводном распространении можно по формуле (П.57), подставляя в

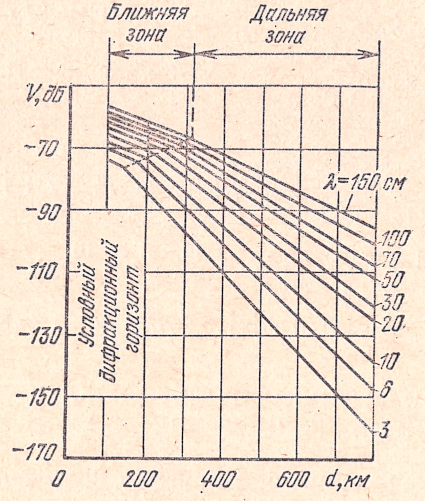


Рис. П.22. Зависимость медианных значений множителя ослабления от расстояния для зимних условий.

нее значения градиента индекса рефракции, соответствующие условиям сверхрефракции ($dN/dh \geqslant -0{,}157$ м$^{-1}$). Такой расчет достаточно сложен и может быть выполнен на ЭВМ.

Поскольку обычно высота волноводов не превышает нескольких десятков метров (в отдельных случаях до 300 м), волноводное распространение может наблюдаться только в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн. Наряду со сверхрефракцией причинами ДТР могут быть рассеяние на турбулентных неоднородностях тропосферы и отражение от слоистых образований в тропосфере. Поскольку теория ДТР в настоящее время недостаточно полно разработана, при расчете средних потерь поля при ДТР используют многочисленные данные, накопленные исследователями ряда стран (рис. П.22) [42].

Так как уровень сигнала при ДТР подвержен суточным и сезонным изменениям и зависит от вида подстилающей поверхности, метеорологической обстановки, длины волны, от свойств используемых антенн, от длины трассы и его географического положения и т. д., при прогнозировании помех, обусловленных тропосферными линиями связи, необходимо использовать статистические характеристики сигнала с учетом возможных аномальных выбросов. Статистические характеристики сигнала в тропосферных радиолиниях по экспериментальным данным, опубликованным в советской и зарубежной литературе за 1955 — 1970 гг. на трассах протяженностью 150 ... 1000 км в диапазоне 10 — 10 000 МГц наиболее полно представлены в работе [57].

П.7. ОБЛАСТЬ ИОНОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН

Эта область, начинающаяся с расстояний примерно 900...1000 км, простирается примерно до 2400 км.

В радиолиниях ионосферного рассеяния могут наблюдаться следующие механизмы распространения метровых волн: рассеяние в нижней области ионосферы (в слоях D и E), отражение от ионизированных следов метеоров; рассеяние или отражение от спорадического слоя E_s, а также от ионизированных областей полярных сияний; отражение от регулярного слоя F_2, и рассеяние в нем.

Уровень помех, обусловленных линиями ионосферного рассеяния, в настоящее время рассчитывают на основании данных экспериментальных исследований ряда отечественных и зарубежных радиолиний [43]. На основании этих исследований установлено, что уровень сигнала претерпевает регулярные и нерегулярные изменения.

К регулярным изменениям уровня сигнала относятся его суточный и сезонный ход, зависимость от солнечной активности, длины и географического положения радиолинии, а также от рабочей частоты.

К нерегулярным изменениям уровня сигнала, которые нужно учитывать при прогнозировании ЭМС, относятся его флюктуации относительно медианного за месяц значения для данного часа суток, изменения в период возмущенного состояния ионосферы, появление отражений (или рассеяния) от областей полярных сияний и от спорадического слоя E_s, а также быстрые замирания. На основании экспериментальных исследований, проводившихся в течение ряда лет на отечественной среднеширотной радиолинии [43] была составлена карта потерь системы L_0, которая отражает одновременно и суточные и сезонные изменения потерь системы [43]. Определяемые по карте часовые медианные значения потерь системы за месяц (указанные на изолиниях) являются исходными при расчете энергетических показателей радиолиний ионосферного рассеяния. Построено интегральное распределение часовых медианных значений потерь системы по данным за год (рис. П.23). Медианное за год часовое значение потерь системы составляет 179 дБ.

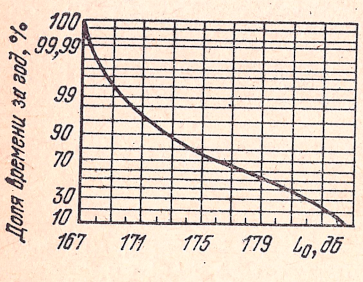


Рис. П.23. Интегральное распределение за год часовых медианных значений потерь системы при $I = 50$.

Антенны типа СГД4/8 на передаче и приеме, протяженность трассы 1500 км; широта в середине радиолинии 60° с. ш.

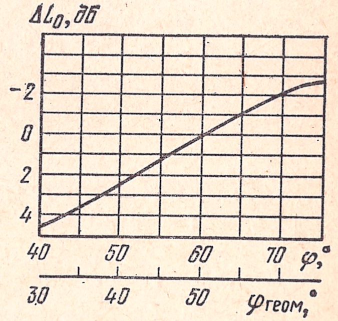


Рис. П.24. Широтная зависимость потерь системы.

За начало отсчета приняты значения для 60° с. ш. и 50° северной геомагнитной широты.

Общие потери системы определяются как

$$L = L_0 + \Delta L_0\,(\varphi) + \Delta L_0\,(I) + \Delta L_0\;(f) + \Delta L_0\;(d) + \\ + \Delta L_0\,(A_T) + \Delta L_0\,(A_R),$$

где L_0 — потери системы, определяемые с помощью «карты потерь» [59]; ΔL_0 (φ) — поправка на географическое положение радиолинии, определяемое из рис П.24 [43]; ΔL (I) — поправка на изменение солнечной активности, определяемая из рис. П.25 [43]; ΔL_0 (f) — поправка на изменение рабочей частоты радиолинии, определяемая по рис. П. 26; ΔL_0 (d) — поправка на длину радиолинии; ΔL_0 (A_T), ΔL_0 (A_R) — поправки на переход от одного сочетания усилений и ширины диаграммы направленности передающей и приемной антенны к другому; ΔL_0 (d), ΔL_0 (A_T), ΔL_0 (A_R) для различных длин трасс и типов антенн определяются формулами, приведенными в [43, табл. 3.7].

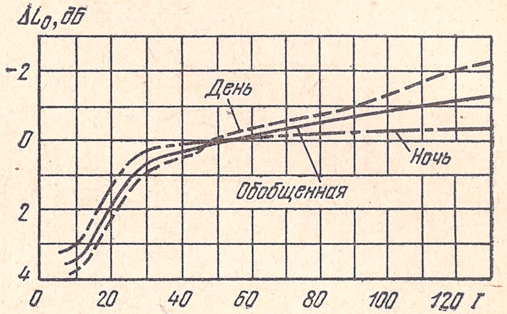


Рис. П.25. Изменение потерь системы ΔL_0 с изменением солнечной активности I.

За начало отсчета приняты значения при $I = 50$.

Вероятность появления аномальных выбросов, обусловленных возрастанием помех от ионосферных линий рассеяния, определяется вероятностью возникновения ионосферных возмущений, вероятностью отражения от слоя F_2 и спорадического слоя E_s. Некоторые количественные значения вероятностей и наблюдаемых при этом помех для различного времени года и географического положения радиолиний приведены в работе [43]. Наряду с флюктуациями часовых средних отношений сигнал/шум ото дня ко дню (рис. П.27) наблюдаются флюктуации в пределах часа относительно своего часового среднего значения. Статистический анализ показал, что среднеквадратическое отклонение от часового среднего значения (на пяти семиминутных интервалах) не превышает 1 дБ [43].

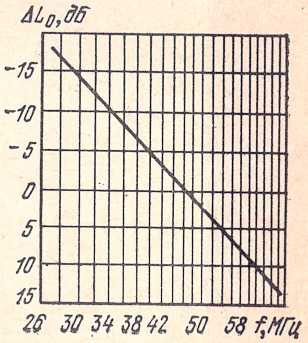


Рис. П.26. Частотная зависимость потерь системы.

За начало отсчета приняты значения при $f = 46$ МГц.

В диапазоне метровых волн нерегулярные изменения сигнала происходят также из-за отражения радиоволн от

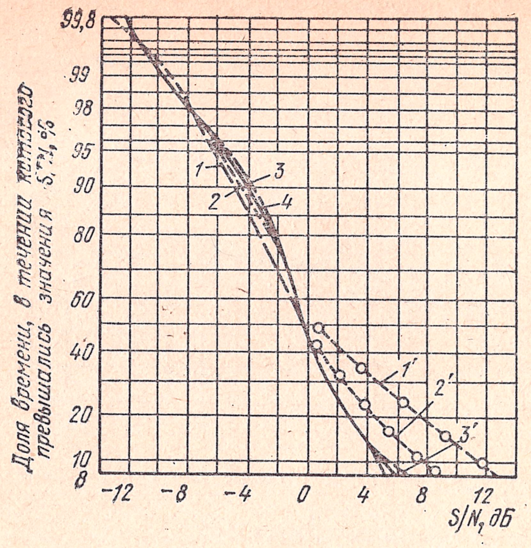


Рис. П.27. Интегральные кривые распределения часовых медиан отношений сигнал/шум (по данным за год), учитывающие колебания часовых значений ото дня ко дню:

1,1' — для полярной радиолинии протяженностью 1500 км; *2,2'* и *3,3'* — для среднеширотных радиолиний протяженностью 1500 и 950 км соответственно; *1—3* без учета отражений от слоя E_s и областей полярных сияний; *1'—3'* — с учетом этих отражений; *4* — обобщенная кривая.

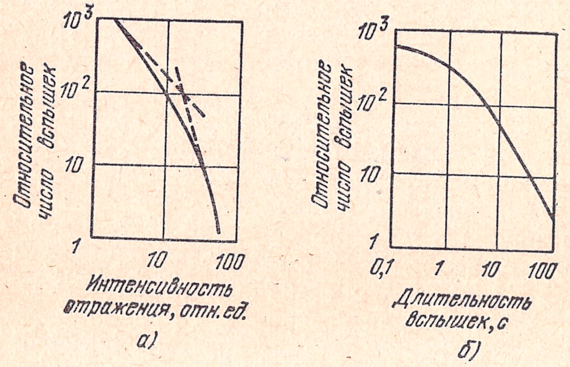


Рис. П.28. Относительное число отражений, интенсивность (*а*) и длительность (*б*) которых превышают заданное значение.

ионизированных следов метеоров. Поскольку длительность существования ионизированных следов ограничена и обычно колеблется в пределах 0,1 — 100 с, то помехи возникают на фоне равномерно флюктуирующего сигнала ионосферного рассеяния в виде сильных всплесков, число которых определяется чувствительностью приемного устройства. На принципе отражения от ионизированных следов метеоров работают системы так называемой «прерывистой связи».

Для определения помех, возникающих из-за отражения от метеорных следов, необходимо располагать статистическими данными об интенсивности и длительности существования отражений. Эти параметры зависят от географического положения трассы, мощности передатчиков и чувствительности приемного устройства. Интенсивность отражений и длительность существования метеорного следа зависят от массы частицы, вторгшейся в земную атмосферу. С наибольшей вероятностью возникают слабые отражения, обладающие наименьшим временем существования (рис. П.28) [7]. Исследования о работе метеорных каналов можно найти в работе [44, 45].

П.8. РЕГУЛЯРНЫЕ ОТРАЖЕНИЯ ОТ ИОНОСФЕРЫ

Регулярно отражаются от ионосферы мириаметровые, километровые, гектометровые и декаметровые волны. Мириаметровые и километровые волны распространяются как ионосферные в результате последовательных отражений между Землей и нижней границей слоя *D* ионосферы днем и слоя *E* — ночью. Гектометровые волны днем распространяются как земные, а ночью как земные и как ионосферные. Декаметровые волны отражаются от слоев ионосферы *E* и F_2 а также от слоя E_s.

Напряженность поля помех в диапазоне мириаметровых и километровых радиоволн обычно рассчитывают по эмпирическим формулам. Наибольшим распространением пользуется формула Остина [7]:

$$E_д\left[\frac{мВ}{м}\right] = \frac{300\sqrt{P_T, G_T}}{d}\sqrt{\frac{\theta}{\sin\theta}}^{\,-\frac{0,0014d}{\lambda^{0,6}}} \qquad (П.70)$$

(где P_T - в киловаттах; *d*, λ — в километрах; θ — угол между образующими конуса по сфере земного шара между передатчиком и приемником), выведенная на основании обобщения результатов многочисленных измерений напряженности поля. Эта формула позволяет определить напряженность поля помех при распространении над морской поверхностью в дневные часы. Поскольку поглощение при распространении мириаметровых волн в основном зависит от потерь при отражении от ионосферы и почти не зависит от свойств земной поверхности, над которой распространяются волны, формула Остина позволяет рассчитать напряженность поля помех и при распространении над сушей, начиная с расстояний 2000 — 3000 км.

Во всех случаях формулой (П.70) можно пользоваться вплоть до расстояний 16 000 — 18 000 км.

Для расчета напряженности поля [мВ/м] гектометровых волн используют эмпирическую форму, полученную в результате обработки большого числа измерений напряженности поля радиовещательных станций за восемь лет, проведенных наблюдательными пунктами Союза европейского радиовещания [7]:

$$E_{\text{д}} = 10\ 233\sqrt{P_T G_T}\, \exp\,(8{,}94 \cdot 10^{-4}\, \lambda^{-0{,}26}\, d)/\sqrt{d}. \quad (\text{П}.71)$$

где d, λ — в километрах; P_T — в киловаттах.

Формула (П.71) определяет медианное значение поля, когда середине трассы соответствует местная полночь и магнитное склонение в этой точке равно 61°. При этом предполагают, что относительное число солнечных пятен равно нулю, что используется вертикальная антенна, высота которой намного меньше длины волны. Затем вносят поправку, учитывающую фактическое число солнечных пятен, местное время и магнитное склонение в середине трассы, диаграмму направленности передающей антенны [46, 47].

Распространение декаметровых волн отличается от распространения километровых и гектометровых волн. Главная особенность состоит в том, что при отражении от слоя F_2, структура которого в отличие от структуры слоя E не постоянна, условия распространения декаметровых волн не постоянны, как у километровых и гектометровых волн. Непостоянство слоя F_2 двояко влияет на процессы распространения декаметровых волн. Во-первых, наблюдаются глубокие замирания, которые значительно искажают передаваемые сигналы и сильно затрудняют их прием. Во-вторых, изменчивость ионосферы ото дня ко дню, а также подверженность слоя F_2 влиянию ионосферных возмущений приводят к тому, что уровень сигналов значительно колеблется ото дня ко дню.

Процессы распространения декаметровых волн характеризуются и некоторыми другими особенностями, к которым относятся: эхо, диффузное отражение, наличие зон молчания.

В инженерной практике для расчета напряженности поля в декаметровых линиях радиосвязи наибольшее распространение получили следующие методы: метод А. Н. Казанцева [48], метод NBS (национального бюро стандартов США) [49] и метод Арктического института [50]. При этом, как показывает сопоставление расчетных и экспериментальных данных [51], метод Казанцева обеспечивает большую точность и простоту расчета. На его основе разработан графо-аналитический способ расчета декаметровых линий радиосвязи, приведенный в «Инструкции по расчету КВ-линий радиосвязи» [52], уточненной в более поздних публикациях [53], а также в «Инструкции по расчету коротковолновых линий радиосвязи на высоких широтах» [50]. В указанных пособиях для расчета поглощения радиоволн в ионосфере и напряженности поля сигнала приведены кривые частотной зависимости напряженности поля в децибелах.

Инструкции содержат также карты пространственно-временно́го распределения уровней атмосферных помех и графики их частотной зависимости. В [52] использованы уточненные данные о помехах, рекомендованные Женевской сессией МККР 1963 г., а также об аномальном поглощении поля. Карты можно использовать для любой фазы цикла солнечной активности [53].

При современном развитии и интенсивном освоении декаметрового диапазона основным видом помех становятся случайные радиочастотные помехи других работающих станций. Медианные уровни таких помех часто превосходят уровни атмосферных помех на десятки децибел (исключая периоды гроз). Наиболее полные сведения об уровне помех в центральных районах СССР в годы максимальной солнечной активности содержатся в работе [54].

Согласно [52, 53] исходными данными для расчета наземных декаметровых линий радиосвязи являются: положения конечных пунктов трассы, время — московское декретное, подводимая к антенне мощность P_T, тип передающей антенны и рабочая частота f. Кроме того, должно быть задано состояние солнечной активности I. Вначале определяют индекс поглощения Ф, в качестве которого для односкачковых трасс принимают значения критической частоты слоя E. Затем вычисляют напряженность поля сигнала [48]

$$E_д\ [дБ] = E' + 10\ \lg P_T + 0,5\ G_T - 7, \qquad (П.72)$$

где G_T — коэффициент усиления передающей антенны на заданной рабочей частоте f, дБ; E' — определяется по графикам, соответствующим заданной длине трассы, дБ [52, 53].

Далее, зная мощность атмосферного шума, приведенную к полосе приемника, и напряженность поля помех $E_п$, определяют отношение сигнал/шум на входе приемного устройства.

Пример П.7. Определить напряженность поля ионосферной волны при следующих исходных данных: координаты начального пункта трассы 55° с.ш., 45° в.д.; расстояние 1000 км; средняя солнечная активность $I = 50$; время московское — январь, 12 ч.; мощность передатчика $P_T = 20$ Вт, $G_T = 1,5$; 3 МГц.

Находим индекс поглощения Ф, в качестве которого принимаем значение критической частоты слоя E [52] $f_E = 2,2$ МГц. Тогда согласно (П.72) $E_д = 7,9$ дБ.

Методы расчета декаметровых линий радиосвязи, проходящих через зону полярного поглощения, космических линий связи с ИСЗ декаметрового диапазона волн и специализированных линий связи с подвижными объектами представлены в работе [50]. Эти методы основаны на допущении о том, что ионосфера является сферически-слоистой средой, однородной в горизонтальном направлении. В пределах одного скачка параметры ионосферы (критические частоты, высоты максимума, толщины слоев) считаются неизменными и равными значениям в середине скачка радиоволн. В действительности это допущение не всегда справедливо. Существуют периоды, когда ионизация претерпевает значительные перепады в горизонтальном направлении, которые могут существенно повлиять на изменения характеристик распространения.

Решение сложных уравнений, учитывающих горизонтальную неоднородность ионосферы, возможно только с помощью ЭВМ. Некоторые материалы в форме, удобной для практических расчетов, позволяющие оценить изменения ряда характеристик распространения в периоды существенных перепадов ионизации, представлены в работе [55].

П.9. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ПОТЕРЬ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ

При расчетах потерь на каждой конкретной трассе всегда имеется ряд неучтенных факторов, которые учитывают статистически. При расчетах уровня ЭМП обычно считают, что потери случайны и распределены по нормальному закону [56]. В табл. П. 4 [6] приведены оценки СКО для потерь, зависящих и не зависящих от времени.

Таблица П.4

Область распространения	Условия распространения	σ_D, дБ	σ_I, дБ	σ_T, дБ
Область прямой видимости:				
поверхностная волна	Любые	1	2	2
отраженная волна	Гладкая земля	5	5	7
	Неровная земля, МВ	5	8	9
	То же, ДМВ	5	12	13
Область дифракции	Гладкая земля, МВ	4	2	4
	То же, ДМВ	8	2	8
	Неровная земля, МВ	4	8	9
	То же, ДМВ	8	12	14
Дифракция на клине	Клиновидное препятствие, МВ	3	8	8
	То же, ДМВ	6	12	14
Область полутени	МВ	4	8	9
	ДМВ	8	12	14
Область ДТР	Любые	8	8	12

Примечание: МВ, ДМВ — метровые (30 . . .300 МГц) и дециметровые (300 . . .3000 МГц) волны соответственно.

К потерям, зависящим от времени (σ_D), например, относятся потери, зависящие от относительной влажности, температуры, скорости ветра, т. е. от коэффициента преломления. К параметрам, не зависящим от времени (σ_I), относятся неровности трассы, предметы около антенн и пр.

В табл. П.4 включены также оценки для общего СКО $\sigma_T = \sqrt{\sigma_D^2 + \sigma_I^2}$. При прогнозировании ЭМП используют именно эту величину.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Калашников Н. И.** Основы расчета электромагнитной совместимости систем связи через ИСЗ. М., «Связь», 1970.
2. **Тучков Л. Т.** Естественные шумовые излучения в радиоканалах. М., «Сов. радио», 1968.
3. **Крэсснер Г. Н., Михаэлс Дж.** Введение в системы космической связи. Пер. с англ. Под ред. М. Г. Крынкина. М., «Связь», 1967.
4. **Петрович Н. Т., Камнев Е. Ф.** Вопросы космической связи. М., «Сов. радио», 1965.
5. **Регламент** радиосвязи. Генеральный секретариат международного союза электросвязи. Женева. М., «Связь», 1975.
6. **Введенский Б. А.** К вопросу о распространении ультракоротких волн. — «Вест. теорет. и эксперимент. электротехники», 1928, № 12.
7. **Долуханов М. П.** Распространение радиоволн. М., «Связь», 1972.
8. **Черный Ф. Б.** Распространение радиоволн. М., Связьиздат, 1960.
9. **Рекомендация** 368. МККР, Осло, 1966, М., «Связь», 1968.
10. **Кашпровский В. Е.** Локальные проводимости почв и их распределение на территории СССР. — «Геомагнетизм и аэрономия», 1963, т.3, № 2.
11. **Гринберг Г. А.** О береговой рефракции радиоволн. — «Физика», 1942, т. 6 (АН СССР).
12. **Фейнберг Е. Л.** О распространении радиоволн вдоль реальной поверхности. — «Изв. АН СССР. Сер. физ.» 1944, т. 7.
13. **Фейнберг Е. Л.** Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М., Изд-во АН СССР, 1961.
14. **CCIR. Report 229-1.** New Dehly, 1970.
15. **CCIR. Report 230-1.** New Dehly, 1970.
16. **Виноградова М. Б., Семенов А. А.** Основы теории распространения УКБ в тропосфере. М., Изд-во АН СССР, 1963.
17. **Beckmann P.** Shadowing of random rough surfaces. — «IEEE Trans.», 1965, v.AP-13, № 3.
18. **Ament W. S.** Toward a theory of reflection by a rough surface. — «Proc. IRE», 1953, v.41, Jan.
19. **Straition A. W.** Microwave radio reflection from ground and water surface. — «IRE Trans.», 1952, v. PGAP-4, Dec.
20. **CCIR . Report 239-2.** New Dehly, 1970.
21. **Распространение** радиоволн. Под ред. Б. А. Введенского. М., «Наука», 1975.
22. **Гапанович Л. Г.** Среднее поле дифракционных радиоволн при волнении моря. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1972, вып. 1.
23. **Фок В. А.** Дифракция Френеля от выпуклых тел. — УФН, 1951, т.43, вып. 4.

24. **Furutsu.** On the theory of radio wave propagation over inhomogenious larth. — «J. Research NSS», 1963, v. 67D, № 1.
25. **Калинин А. И.** К расчету напряженности поля в зонах тени и полутени при распространении ультракоротких волн вдоль гладкой сферической поверхности Земли. — «Радиотехника», 1956, т.11, № 6.
26. **Калинин А. И. Черенкова Е. Л.** Распространение радиоволн и работа радиолиний. М., «Связь», 1971.
27. **Калинин А. И.** Расчет трасс радиорелейных линий. М., «Связь», 1964.
28. **Калинин А. И., Надененко Л. В.** Исследования распространения УКВ до расстояний порядка прямой видимости и распространение радиоволн. М., «Наука», 1975.
29. **Давыденко Ю. И.** Распространение УКВ и радиорелейные линии. М.,Воениздат, 1963.
30. **Троицкий В. Н.** Распространение УКВ в горах. М., «Связь», 1968.
31. **Millington G., Hewitt R., Immirzi F. S.** Double knife — edge diffraction in field — strength predictions. — «Proc. IEE», Monograph № 507 E, 1962, march.
32. **Тимищенко М. Г.** Проектирование радиорелейных линий. М., «Связь», 1976.
33. **Smith E., Weintraub K.** The constants in the equation for atmospheric refractive index at radio frequencies. — «Proc. IRE», 1953, v.4, Aug.
34. **Справочник** по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. В 4-х т. Т.1. М., «Сов. радио», 1976.
35. **Троицкий В. Н.** О замираниях ультракоротких волн на радиорелейных линиях связи. — «Электросвязь», 1957, № 10.
36. **Надененко Л. В.** О статистическом распределении множителя ослабления на интервалах радиорелейных линий. — «Электросвязь», 1957, № 10.
37. **Биргер Е. С., Конюхова Н. Б.** Численный расчет распространения радиоволн в вертикально-неоднородной тропосфере. — «Радиотехника и электроника», 1969, т. 14, № 7/1.
38. **Фок В. А.** Распространение прямой волны вокруг Земли при учете дифракции и рефракции. — В кн.: Исследование по распространению радиоволн. Ч. II, М., Изд-во АН СССР, 1948.
39. **CCIR. Report 428.** New Dehly, 1970.
40. **Распространение** УКВ. Пер. с англ. Под ред. Б. А. Шиллерова. М., «Сов. радио», 1954.
41. **Гапанович Л. Г.** Графо-аналитический метод расчета морских трасс распространения при волнении моря. — «Техника средств связи», 1976, вып. 3.
42. **Дальнее** тропосферное распространение радиоволн УКВ. Под ред. Б. А. Введенского, М. А. Колосова, А. И. Калинина, Я. С. Шифрина М., «Сов. радио», 1965.
43. **Радиолинии** ионосферного рассеяния метровых волн. Под ред. Н. Н. Шумской. М., «Связь», 1973.
44. **CCIR. Report 251-1.** New Dehly, 1970.
45. **Шуга Д. Р.** Распространение радиоволн за счет отражения от метеорных следов. — ТИИЭР, 1964, т.52, № 2.
46. **CCIR. Report 264-2.** New Dehly, 1970.
47. **CCIR. Report 265-2.** New Dehly, 1970.

48. **Казанцев А. Н.** Поглощение коротких радиоволн в ионосфере и напряженность поля в месте приема. М., Изд-во АН СССР, 1947, № 9.
49. **Обзорная** информация о зарубежной технике связи. М., Мин-во связи, 1966, № 6.
50. **Горбушина Г. Н., Дриацкий В. М., Жулина Е. М.** Инструкция по расчету коротковолновых линий радиосвязи на высоких широтах. М., «Наука», 1969.
51. **Черенкова Е. Л.** Оценка методов расчета напряженности поля на коротких волнах. — «Электросвязь», 1959, № 10.
52. **Шлионский Ш. Г.** Инструкция по расчету КВ-линий радиосвязи М., ИЗМИРАН, 1961.
53. **Основы** долгосрочного радиопрогнозирования. М., ИЗМИРАН, 1969.
54. **Коноплева Е. Н.** Надежность связи и необходимые отношения с/п в канале радиосвязи на коротких волнах. — «Электросвязь» 1964, № 5.
55. **Ковалевская Е. М., Керблай Т. С.** Расчет расстояния, скачка, максимально применимой частоты, углов прихода радиоволны с учетом горизонтальной неоднородности ионосферы. М., «Наука», 1971.
56. **A handbook** series on electromagnetic interference and compatibility. V. 3. EMI control methods and techniques. Don White Consultants, inc. Maryland, 1973.
59. **Шур А. А.** Характеристики сигнала на тропосферных радиолиниях. М., «Связь», 1972.

ПОСЛЕСЛОВИЕ

В последнее время радиоспециалисты все чаще встречаются с трудностями в обеспечении совместной и независимой работы различных радиоэлектронных средств, особенно при их использовании в сложных радиосистемах. Возникшая при этом совокупность технических и организационных задач известна как проблема электромагнитной совместимости («проблема ЭМС»). Она является следствием все более широкого использования радиочастотного спектра, крайне необходимого для быстро развивающейся радиоэлектроники.

Радиочастотный спектр обладает основными признаками восстанавливаемого материального природного ресурса. Он представляет собой искусственно воспроизводимую совокупность электромагнитных полей, предназначенных для передачи и приема информации, и в ряде случаев энергии. Распространенный термин «радиочастотный спектр», однако, не дает представления о содержании понятия как о ресурсе. Поэтому его целесообразно заменить термином «радиочастотный ресурс» или более кратким «частотный ресурс».

Использование частотного ресурса имеет большое социальное и экономическое значение для всех стран. Дальнейшее развитие РЭС всех видов и назначений непосредственно зависит от возможности более интенсивного использования этого ресурса. Однако такая возможность все уменьшается из-за ограниченности самого ресурса, непрерывного увеличения (почти по экспоненциальному закону) числа излучателей, возрастания уровня непреднамеренных электромагнитных помех (ЭМП) и появления новых источников помех. В международных и национальных масштабах осуществляются организационно-технические мероприятия по использованию частотного ресурса и ослаблению действия помех. Тем не менее все острее ощущается недостаток радиоканалов, свободных от помех, поскольку диапазоны радиочастот почти полностью распределены и некоторые из них перегружены большим количеством действующих РЭС. Отсюда вытекает необходимость прогнозирования дальнейшего использования частотного ресурса.

Усложнение состава РЭС, создание многофункциональных радиотехнических комплексов и сосредоточение большого числа РЭС в ограниченном пространстве делают все более ощутимыми недостатки самих РЭС: излучение за пределами полосы радиоканала и восприимчивость к ЭМП не только по основным, но и по неосновным каналам приема. С ростом индустриализации страны увеличивается уровень ЭМП, создаваемых многочисленными электротехническими устройствами (индустриальные радиопомехи), вследствие чего затрудняется совместная работа радиоэлектронных и электротехнических средств. Поэтому все большее значение приобретают работы, направленные на рациональное использование частотного ресурса.

Понятие «электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» означает свойства РЭС выполнять свои функции при действии непреднамеренных ЭМП от радиоэлектронных и электротехнических средств и не создавать таких помех другим РЭС [1]. Эти свойства проявляются в заданных условиях использования частотного ресурса и описываются техническими характеристиками, влияющими на обеспечение ЭМС («характеристики ЭМС».)

Такие характеристики относятся к устройствам, создающим ЭМП и воспримчивым к ЭМП: передающим, приемным и электротехническим устройствам, различным средствам электронной автоматики и вычислительной техники, электронным приборам, используемым в медицине и научных исследованиях и т. д. Общее число характеристик ЭМС больше 30. Они отличаются от широко известных характеристик, определяющих основные функции РЭС (мощность и к. п. д. передатчика, чувствительность и избирательность приемника, ДН антенны), которые можно называть «функциональными». Последние хорошо изучены, чего нельзя сказать о характеристиках ЭМС, исследования которых начались сравнительно недавно. Требования к ряду характеристик ЭМС еще не обязательны для существующих РЭС. Однако возрастающее значение проблемы ЭМС приводит к необходимости усовершенствовать РЭС по всем требованиям к основным характеристикам ЭМС. Реализация таких требований способствует более эффективному использованию частотного ресурса.

Проблему ЭМС не следует смешивать с проблемой помехоустойчивости. Как известно, в основе решения последней лежит достаточно хорошо разработанная теория потенциальной помехоустойчивости приема сигналов в канале с гауссовым шумом. Однако эта теория относится только к основному каналу приема, в ней не учитывается действие помех по неосновным каналам, не анализируются неосновные излучения передатчиков, не рассматриваются индустриальные радиопомехи и методы борьбы с ними, не затрагиваются вопросы более эффективного использования частотного ресурса и другие не менее важные вопросы, возникшие перед современной радиоэлектроникой из-за всевозрастающего количества радиоэлектронных и электротехнических средств. Существует ряд признаков того, что в настоящее время формируется теория ЭМС, которая изучает объективные закономерности, характерные для использования частотного ресурса, и развивает научные принципы совершенствования характеристик ЭМС радиоэлектронных и электротехнических средств.

Проблема ЭМС является комплексной и помимо научно-технических аспектов имеет народно-хозяйственные (экономические) аспекты. Последние являются следствием использования излучателей с неудовлетворительными характеристиками ЭМС и приемных устройств, восприимчивых к помехам, что экономически невыгодно. При этом нарушение нормальной работы РЭС и исключение возможности использования частотного ресурса средствами, вновь вводимыми в эксплуатацию, может наносить ущерб народному хозяйству. Наоборот, применение РЭС с требуемыми характеристиками ЭМС позволяет более интенсивно использовать частотный ресурс, т. е. разместить на одном и том же участке диапазона больше средств без помех одного другому. Это означает более эффективное использование капиталовложений в уже эксплуатируемые и проектируемые РЭС.

Развитие ряда отраслей народного хозяйства, предусмотренное решениями XXV съезда КПСС на десятую пятилетку, связано с дополнительной загрузкой частотного ресурса. Это, в первую очередь, относится ко всем видам транспорта: морскому, речному, железнодорожному, автомобильному и воздушному, для оснащения которых предусмотрены новые радиосредства. Развитие радиовещания, телевидения и телефонно-телеграфных линий радиосвязи, более широкое использования спутников связи, значительный рост выпуска радиоэлектронной продукции также приведет к существенному росту излучателей, и, следовательно, потребность в радиоканалах должна возрасти. Это еще раз подчеркивает экономическое значение проблемы ЭМС.

Важнейшим направлением в решении проблемы ЭМС является создание и применение научно обоснованной методологии разработки, производства и эксплуатации радиоэлектронных и электротехнических средств по критериям обеспечения их ЭМС. Такая методология, однако, должна базироваться на нормативно-технической документации (стандарты и нормы), которая, в свою очередь, должна быть тоже научно обоснованной. Стандарты являются действенным средством ускорения технического прогресса и повышения качества продукции, особенно в тех случаях, когда они сами относятся к категории «опережающих». Такие стандарты создают по результатам научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, показывающих возможность и целесообразность реализации в производстве и эксплуатации более качественных изделий с новыми техническими характеристиками. На основании этого в опережающий стандарт включаются прогнозируемые технические параметры, которые в последующем становятся обязательными для изделий, разрабатываемых и осваиваемых (ГОСТ 1.0—68). Тем самым опережающие стандарты, способствуя переходу качества продукции на новый технический уровень, отличаются от широко распространенных стандартов, отражающих и закрепляющих достигнутый в производстве технический уровень. Создание опережающих стандартов, относящихся к ЭМС, возможно лишь на базе глубоких исследований свойств РЭС и электротехнических устройств, а также возможностей более интенсивного использования частотного ресурса.

Другим важным направлением решения проблемы ЭМС является широкое распространение среди радиоспециалистов знаний о совокупности характеристик ЭМС и их роли в повышении качества РЭС, а также о принципах рационального использования частотного ресурса и методах: изучения источников ЭМП и путей распространения ЭМП, определения электромагнитной обстановки, в которой действуют РЭС, расчета ЭМС радиосредств и их элементов, измерения характеристик ЭМС и усовершенствования характеристик ЭМС.

В отечественной периодической печати освещаются главным образом частные вопросы проблемы ЭМС. Достаточно остро ощущается отсутствие литературы, в которой проблема ЭМС рассматривалась бы в целом и была показана связь этой проблемы с основными направлениями развития современной радиоэлектроники. К такой литературе относится шеститомный справочник по радиопомехам и ЭМС, составленный Д. Уайтом.

Издание материалов книги на русском языке в виде справочно-методического пособия представляет существенный вклад в дело технической информации о проблеме ЭМС. Книга должна привлечь внимание широкого круга радиоспециалистов, а также преподавателей вузов и будет способствовать совершенствованию учебных программ по ЭМС, объем которых пока недостаточен.

Однако наряду с достоинствами оригинала справочника нельзя не отметить и его недостатки. Прежде всего это отсутствие достаточной глубины изложения ряда важных вопросов, ограниченность математического описания характеристик, влияющих на ЭМС, в ряде мест излишняя упрощенность и «рыхлость» изложения, нечеткость применяемых терминов и отсутствие их определений, наличие ошибок. Обращает на себя внимание отсутствие в первом выпуске переводного издания сведений, публикуемых международными организациями — МККР, МЭК и СИСПР, имеющих прямое отношение к отдельным направлениям проблемы ЭМС. Но самый большой недостаток — использование данных из устаревших источников, в основном 50 — 60-х годов, по вопросам, которые в 70-х годах рассматривались в радиотехнической литературе более глубоко. Надо также сказать и о том, что редактору первого выпуска, который проделал большую работу по исключению недостатков английского оригинала, все же не удалось полностью устранить неточности.

В свете изложенного выявилась необходимость дополнить выпуск комментариями с указателем литературных источников, опубликованных главным образом в 70-х годах. Комментируются те разделы текста, в которых неясно и (или) неполно освещаются рассматриваемые вопросы. Поскольку в выпуске охвачены не все аспекты проблемы ЭМС, то и комментарии посвящены лишь некоторым узловым вопросам этой проблемы. Список литературы также не является полным, поскольку относится в основном к тематике комментариев. Важнейшими источниками в этом списке можно считать обобщенные публикации международных организаций, связанных с решением проблемы ЭМС, и сборники трудов симпозиумов и конференций по этой проблеме [2 — 18]. В списке литературы приведены также ссылки на конкретные разделы этих источников в зависимости от вопросов, рассматриваемых в выпуске.

КОММЕНТАРИИ

1. *Электромагнитные помехи* (ЭМП) — электромагнитные, электрические и магнитные явления (процессы), созданные любым источником в пространстве или проводящей среде, которые нежелательно влияют на полезный сигнал или могут создать такое влияние [19]. Понятие об ЭМП является широким (родовым), которое делится на многочисленные понятия о видах помех. ЭМП различают по их источникам — естественным и искусственным. Последние следует делить на преднамеренные и непреднамеренные. При анализе ЭМС радиоэлектронных средств (РЭС) рассматриваются только непреднамеренные ЭМП, которые, в свою очередь, можно классифицировать как ЭМП излучаемые и ЭМП в проводах.

2. В примерах расчета в данном выпуске используются только старые обозначения. Сравнение систем обозначений дано в [20].

3. Понятия о внутрисистемных и межсистемных ЭМП нуждаются в уточнении. *Радиосистема* — совокупность радиоэлектронных и электротехнических средств, связанных функциональным назначением, «образующих некоторую целостность» [21]. Примерами являются отдельные радиосистемы корабль — берег, траекторных измерений движения ИСЗ, телеметрических измерений на борту. *Радиотехнические комплексы* [22] — совокупность радиосистем и элементов связи между ними, предназначенная для решения сложных задач в полном объеме. Примерами являются комплексы средств управления воздушным движением (УВД) при радиообеспечении космических полетов, состоящие из бортовых и наземных систем для связи, контроля и управления.

Внутрисистемные ЭМП (ВЭМП) могут создаваться средствами своей же системы, например источником питания в проводах, излучением ВЧ усилителя мощности, излучением мощного НЧ модулятора. Помехи той же системе, но от передатчиков другой системы следует отнести к *межсистемным* ЭМП (МЭМП).

В радиотехническом комплексе объекта (корабля, самолета, наземного пункта и др.) помехи могут создаваться системами этого же объекта, например системой радиосвязи системе радионавигации. В этом случае помехи следует отнести к ВЭМП, хотя они созданы между системами. Если же помехи созданы системой другого радиотехнического комплекса, то их надо отнести к МЭМП. Помехи между однотипными РЭС одной системы (например, таксомоторной радиосвязи) — это ВЭМП, а помехи от другой системы (например, радиосвязи «скорой помощи») — МЭМП. Следовательно, при определении вида помех надо учитывать принадлежность средств к отдельной системе или комплексу.

4. Понятие *восприимчивость* относится к реакции устройства на ЭМП, являющиеся по отношению к нему внешними. Количественно восприимчивость может быть выражена через отношение полезный сигнал/внешняя помеха или через другие отношения к внешней помехе. При анализе ЭМС это понятие необходимо использовать, поскольку известное понятие «чувствительность» относится к реакции

устройства на полезный сигнал; *чувствительность* количественно характеризуется отношением сигнал/собственный шум устройства. Чувствительность является важнейшим показателем качества радиоприемного устройства [23, 24], характеризует свойства устройства при отсутствии внешних помех (иногда подчеркивается, что «... чувствительность определяется в отсутствие внешних помех» [25] и при анализе ЭМС не может использоваться как характеристика влияния на него внешних помех. Более того, говорить в таких случаях о «потере чувствительности» [26] терминологически неверно, поскольку это приводит к неоднозначности понятия «чувствительность». Внешние помехи могут изменять условия приема полезного сигнала, но не могут изменить один из основных показателей качества устройства — его свойства принимать слабый полезный сигнал в отсутствие внешних помех.

5. При разработке и эксплуатации радиоэлектронных и электротехнических средств должны выполняться требования, нормы и стандарты на технические характеристики, влияющие на ЭМС. Такие нормы и стандарты в ряде случаев базируются на рекомендациях международных организаций [27], обобщающих опыт в радиоэлектронике и электротехнике индустриально развитых стран. Значительную роль при этом играют рекомендации Международного Консультативного Комитета по радио (МККР) [2], Международной Электротехнической Комиссии (МЭК) [3], Специального Международного Комитета по радиопомехам (СИСПР) [15, 28, 29] и Регламента Радиосвязи [30]. Последний содержит международные соглашения по распределению и использованию радиочастотного спектра, например, для космических служб радиосвязи, авиационных служб, морских служб.

В США большую известность получили стандарты MIL-Std-461А, 462, 826А и др. [31—33], в которых, если сравнивать их с упомянутыми международными рекомендациями, охвачена более широкая номенклатура нормируемых характеристик, предъявлены более жесткие требования к нормам и содержится ряд новых, ранее не применявшихся методов измерений характеристик, влияющих на ЭМС. Эти стандарты относятся к категории опережающих и их публикация вызвала широкую дискуссию [34—40]. Некоторые авторы считают, что такие стандарты могут быть приняты за основу национальных стандартов ЭМС [41,42]. В 1976 г. опубликованы сведения о стандарте 461В, являющимся новой редакцией стандарта 461А [43]. В целом процесс создания стандартов ЭМС во многих странах находится в начальной стадии.

В СССР на технические характеристики радиоэлектронных и электротехнических средств и методы их измерения распространяются нормы ГКРЧ [44—47] и отдельные требования в ГОСТах [48—52]. Некоторые особенности норм описаны в [53—55].

6. Внеполосные и побочные излучения — типовые характеристики ЭМС передающих устройств. Первые связаны с *необходимой полосой частот* — минимальной полосой частот сигнала, достаточной при данном классе излучения для передачи сообщения в системе с требуемыми скоростью и качеством. Вторые обусловлены «*нелинейными процессами*», при которых может быть нарушена пропорциональность передачи сигнала через элементы устройства. Отдельно следует рассматривать третью характеристику — *шумовые излучения передатчиков*. Анализ литературных источников позволяет определить следующие понятия.

Основные излучения — излучения радиопередающего устройства в необходимой полосе частот.

Неосновные излучения — излучения радиопередающего устройства за пределами необходимой полосы частот.

Внеполосные излучения — неосновные излучения в полосах частот, примыкающих к необходимой полосе, возникающие в процессе модуляции (манипуляции) сигналом, отражающим сообщение.

Побочные излучения — неосновные излучения, обусловленные любым нелинейным процессом, за исключением модуляции (манипуляции).

Гармоники — побочные излучения на частотах, кратных частотам основного излучения.

Комбинационные излучения — побочные излучения, возникающие при формировании частот основного излучения с помощью различных преобразований вспомогательных колебаний.

Взаимомодуляционные излучения — побочные излучения, возникающие при воздействии на передатчик излучений других передатчиков.

Шумовые излучения — неосновные излучения, создаваемые источниками шума в элементах передатчика.

В такой трактовке термины и их определения используются в настоящих комментариях. При создании терминологической системы в области ЭМС эти термины должны уточняться (см. также комментарий 9).

7. Автоматизированные методы расчетов ЭМС с применением ЭВМ широко используются, особенно при анализе помех в сложных комплексах. Описаны различные математические модели и программы расчетов для общих и частных случаев. Принцип моделирования радиосистем, положенный в основу определения ЭМС, рассматривается в [56—58]. Общая модель состоит из подмоделей, описывающих характеристики ЭМС передатчиков, приемников, антенн и т. д. В ряде случаев в ЗУ вводятся необходимые для расчета типовые данные: модуль эффективной высоты антенны, модуль потерь при распространении радиоволн и т. д. [59]. Многие авторы описывают принципы создания математических моделей для анализа ЭМС, например, в самолетных системах радиосвязи [60, 61], радиорелейных системах [62, 63], радиотелеграфных линиях с двойной фазовой телеграфией [64], системах подвижных радиослужб [65[, системах РЛС [66], космической системе Appolo [67], системе многоцелевой космической радиосвязи [68], системах радиовещания [69, 70], при назначении частот в системах [71]. Однако степень точности расчетов по таким моделям зависит от достоверности и полноты исходных данных об условиях реального действия ЭМП на рассматриваемые РЭС и о характеристиках ЭМС. В большинстве случаев такие данные оказываются еще недостаточными для получения достоверных результатов расчета. Поэтому более полезными оказываются модели и программы расчетов на ЭВМ, предназначенные для решения частных задач, например для расчетов коэффициентов связи между самолетными антеннами [72—74], характеристик антенны в широком диапазоне частот [75], продуктов нелинейного усиления и преобразования сигналов в УВЧ и смесителях [76—78], спектров импульсных сигналов [79], элементов НЧ и ВЧ фильтров [80—82], группового воздействия большого числа передатчиков (более 20) на приемное устройство [83], координационных расстояний в системах [84], для распределения и выбора частот в конкретной системе [85, 86], для машинного контроля результатов измерений характеристик ЭМС [87]. Особенности использования ЭВМ для расчетов ЭМС описаны в [88, 89], в том числе использование карманного электронного калькулятора с набором типовых программ на магнитных картах [90].

Для контроля ЭМС больших космических комплексов в США разработана программа SEMCAP, которая использовалась при отработке систем Apollo и широко используется на различных стадиях разработки других космических систем [91].

8. *Электромагнитная обстановка* (ЭМО) — совокупность ЭМП от любых источников в виде излучений и электрических токов (напряжений), влияющих на функционирование РЭС совместно с полезным сигналом или без него через антенну и (или) помимо нее. При этом не рассматриваются преднамеренные помехи, поскольку их анализ не входит в задачу обеспечения ЭМС.

ЭМО может быть внешней по отношению к системе или отдельному РЭС и внутренней по отношению к отдельному прибору (блоку, узлу), входящему в состав сложного РЭС. Внешняя ЭМО характеризуется полем дальней зоны и, как правило, определяется действием ЭМП и полезного сигнала через антенну. Внутренняя ЭМО во многих случаях, особенно на частотах ниже 300 МГц, зависит от поля ближней зоны (поля индукции) или от токов ЭМП в проводах питания, коммутации и полезного сигнала.

Анализ внешней ЭМО, в которой работают РЭС, необходим для определения условий обеспечения ЭМС и прогнозирования ЭМП. Такой анализ по загрузке диапазонов и полос частот в общем виде проводят организации, распределяющие радиоканалы и контролирующие их использование [92]. Он базируется на системе сбора, обработки и хранения соответствующей информации с учетом мощности и спектров излучения передатчиков. В международном масштабе функции регистрации частот радиоканалов выполняет специальный Международный Комитет регистрации частот (МКРЧ) на основе данных, которые направляют ему члены Международного Союза Электросвязи (МЭС) [93, 94]. В национальных масштабах (например, США) такие функции для систем гражданского назначения выполняет Федеральная Комиссия Связи (ФКС) для военного — Центр исследования ЭМС средств связи и радиолокации (ЕСАС) [95]. ФКС составляет обширные массивы данных (файлы) для хранения в ЗУ ЭВМ и разрабатывает машинные программы для анализа данных. Важнейшим результатом такого анализа является возможность моделирования радиосистем по критериям ЭМС, что лежит в основе планов дальнейшего распределения и использования радиочастотного спектра [96—98]. ЕСАС также создает файлы, в которые заносятся и топографические отметки рельефа местности через 0,8 км на 70% территории США, части Канады, Мексики, Европы и юго-восточной Азии, всего 7,2 млн. км². Накопленная информация о более чем 875 тыс. передатчиков хранится в ЗУ с произвольным доступом емкостью 100 млн. 36-разрядных слов. На основе этой информации строятся сотни математических моделей и программ для ЭВМ, позволяющие составлять топографические карты плотности мощности излучений [99—105].

Знание внешней ЭМО в более частном виде необходимо также для многих ведомств и предприятий, разрабатывающих и эксплуатирующих радиотехнические комплексы, системы и отдельные РЭС. При использовании их в промышленных центрах приходится учитывать «общий уровень индустриальных радиопомех», который измеряется на больших расстояниях от источников, например, с помощью аппаратуры, установленной на самолете, летающем над городом [106—110]. Согласно таким измерениям усредненный уровень мощности в диапазоне 20—300 МГц составляет от —104,5 до 111,8 дБм/кГц. Наземные измерения в принципе позволяют получать такие же результаты, но для их проведения требуется в 10—20 раз больше времени, чем на самолетные [111—119]. При анализе внешней ЭМО в диапазонах ниже 30 МГц необходимо учитывать распределение мощностей атмосферных помех [120—130].

При анализе внешней ЭМО целесообразно пользоваться материалами исследовательских комиссий МККР различных служб радиосвязи: космической, радиорелейной, подвижной наземной, стационарной наземной и т. д. [2]. Наибольшее количество ценной информации об ЭМО можно найти в трудах I Комиссии «Использование спектра, контроль». Важные сведения о внешней ЭМО отражены в трудах и других комиссий, например:

II Комиссии — Отчет 455 «Методы расчета уровней помех между спутниками на геостационарной орбите» и вытекающая из него Рекомендация 466;

III Комиссии — Отчет 195 «Прогнозирование характеристик телеграфных систем в части ширины полосы и отношения сигнал/помеха на частотах ниже 30 МГц»;

VIII Комиссии — Рекомендации 45, 218 и 427 «Устранение помех радиоприему на судах»;

IX Комиссии — Рекомендация 357 — 1 «Максимально допустимые уровни помех в телефонном канале РРЛ при совместно используемой полосе частот с системой космической радиосвязи»;

X Комиссии — Отчет 306—1 «Отношение полезного сигнала к мешающему для цветного телевидения», а также отчет 481 и др.

Представляют также интерес материалы, подготавливаемые комиссиями МККР в промежутках между ассамблеями, созываемыми через четыре года.

Чтобы определить условия обеспечения ЭМС достаточно сложных систем и комплексов, необходимо анализировать их внутреннюю ЭМО, для чего надо знать возможные ВЭМП [131 132]. Чем сложнее система, тем тщательнее следует анализировать ВЭМП во избежание снижения эффективности системы и ограничения возможности использования выделенных для нее радиоканалов. Это особенно относится к радиотехническим комплексам, в которых используются средства автоматики и вычислительной техники. По результатам анализа внутренней ЭМО разрабатываются организационно-технические мероприятия, связанные с использованием радиоканалов, совершенствованием характеристик ЭМС РЭС, входящих в комплекс, и монтажом электрорадиооборудования. В качестве примеров можно указать на анализ внутренней ЭМО на самолетах [133—153] и на морских судах [39, 154—161], а также на рекомендации о монтаже сложного самолетного оборудования [162]. Вопросы, касающиеся внутренней ЭМО на космических летательных аппаратах, изложены в материалах NASA [163], а также в [67, 68]. Опубликованы некоторые сведения о монтаже РЭС в таких аппаратах [164, 165] и оценке влияния помех, вызванных нестационарными процессами в сети питания на бортовую ЭВМ [166].

9. Восприимчивость к ЭМП, особенно к сигналам мешающих радиостанций, относится к типовым характеристикам ЭМС радиоприемных устройств [167]. К понятиям, которыми приходится пользоваться при ее определении, относятся:

основной канал — канал приема основного излучения полезного сигнала;

неосновной канал — любой канал приема в полосе частот вне основного канала;

внеполосный канал — неосновной канал приема в полосах частот примыкающих к полосе основного канала, образующийся в усилителях высокой и промежуточных частот из-за нелинейных процессов в них и недостаточной избирательности резонансных цепей, формирующих основной канал приема;

соседний канал — канал, ближайший к основному; его полоса и средняя частота соответствует принятому в данной радиосистеме распределению частот;

побочный канал — неосновной канал приема в полосах частот, примыкающих к полосе основного канала, обусловленный нелинейными процессами в смесителе и недостаточной избирательностью резонансных цепей основного канала;

комбинационный канал — побочный канал, обусловленный взаимодействием мешающего сигнала или его гармоники с сигналом гетеродина приемника или его гармоникой;

блокирование — нелинейный процесс, проявляющийся в уменьшении усиления полезного сигнала во входном тракте приемника, вызванный действием интенсивного мешающего сигнала, частота которого находится вне полосы основного канала приема, например в полосе одного из соседних каналов [2, 24, 167, 168]; блокирование может создать внеполосный и (или) побочный каналы приема;

перекрестная модуляция — нелинейный процесс модуляции полезного сигнала сигналом мешающей радиостанции, обусловленный действием интенсивного мешающего сигнала с частотой вне основного канала, например в одном из соседних каналов приема; перекрестная модуляция может создать внеполосный и (или) побочный каналы приема;

интермодуляция — нелинейный процесс, обусловленный действием двух или более интенсивных сигналов других радиостанций в неосновных каналах приема; проявляется как мешающий сигнал в основном канале; интермодуляция может создавать внеполосные или побочные каналы приема соответственно в УВЧ и смесителях радиоприемников.

Восприимчивость приемника должна определяться по всем неосновным каналам как количественная мера свойства приемника реагировать на мешающий сигнал при заданном критерии его оценки на выходе приемника (см. комментарий 4).

В ряде случаев целесообразно вводить понятие *относительная восприимчивость* в виде чувствительности приемника к его восприимчивости [дБ].

10. Предварительный анализ ЭМО на стадии проектировании играет существенную роль в обеспечении ЭМС. В качестве примера такого анализа можно привести разработку модели ЭМО в проектируемом фирмой Litton военном корабле [156]. Для радиотехнического комплекса (примерно 40 передатчиков, более 50 приемников и 100 антенн) такая модель позволила определить возможные ВЭМП от основных и неосновных излучений РЭС, в том числе от электрооборудования корабля. Были определены возможные коэффициенты связи между антеннами в зависимости от места их размещения. Ре-

зультаты анализа позволили принять решение о рациональном размещении антенн, а также об изменении конструкции отдельных элементов корабля. Проведенный на раннем этапе проектирования анализ ЭМО оказался экономически оправданным, поскольку позволил избежать переделок в готовой конструкции корабля.

11. Неосновные излучения передатчиков нельзя относить к случайным, поскольку их частоты и энергетические уровни могут быть рассчитаны и измерены с приемлемой точностью. Случайными являются отклонения интенсивности этих излучений от некоторого математического ожидания. Однако в такой же степени случайными оказываются и интенсивности основных излучений передатчиков, которые названы неслучайными. Более обстоятельно вопрос о детерминированных и вероятностных характеристиках, влияющих на ЭМС, изложен в [169], в котором приведен пример из практики расчета ЭМС авиационных систем.

12. Актуальность проблемы ЭМС иллюстрируется динамикой роста числа РЭС наземных подвижных радиослужб в различных странах и особенно США. Практическое значение таких служб заметно возрастает в связи с расширением систем передачи данных и использованием вычислительных центров для нужд промышленности. В США подвижные службы радиосвязи в 1950 г. насчитывали около 100 тыс. передатчиков, в 1970 г. их стало 3,3 млн., а в 1975 г. — 5,8 млн. Предполагается, что в 1980 г. таких передатчиков будет 7 млн. Острая нехватка радиоканалов для таких систем привела ФКС к решению о передаче подвижным наземным средствам радиосвязи полосы шириной 115 МГц в диапазоне 900 МГц, которая ранее была отведена ТВ системам, но практически не использовалась [95, 170, 171]. Интересны также цифры роста в США числа радиостанций частного пользования: за 16 лет (1958—1974 гг.) был выдан миллион лицензий, второй миллион был выдан за 8 мес. 1975 г. и третий — за последние месяцы того же года [172].

В ФРГ за 1970 г. число передатчиков наземных подвижных служб увеличилось на 17%, а за 1960—1970 гг. — в семь раз [173]. В Великобритании за тот же период число таких передатчиков возросло в пять раз и ежегодно увеличивается на 17%. Из-за недостатка радиоканалов в Великобритании для подвижных радиослужб принята сетка соседних частот через 12,5 кГц (в диапазоне до 173 МГц), в то время , как в других странах используется сетка через 25 кГц [174]. В Японии принято решение к 1978 г. перевести все ТВ системы на работу в дециметровом диапазоне, чтобы освободить метровый диапазон для подвижных радиосредств [95].

Считается, что за каждое пятилетие число РЭС в любой индустриальной стране удваивается. Если во многих странах перегрузка характерна для диапазонов ниже 1 ГГц [175], то в США отмечена перегрузка диапазонов 1,85—13,25 ГГц [176].

Существенно увеличилась загрузка диапазонов, выделенных для радиовещания. В Европе вместо запланированных «Копенгагенским планом» 600 радиовещательных ДВ и СВ (диапазоны километровых и гектаметровых волн) передатчиков с общей мощностью 16,2 МВт, работают 1400 передатчиков с общей мощностью 40 МВт (1970 г.), причем развитие систем на метровых волнах вещания не затормозило рост числа передатчиков вопреки этому плану [177]. В Европе только в дециметровом диапазоне работают 2270 радиовещательных и телевизионных передатчиков (1971 г.), и дальнейшее развитие этой сети приводит к ощутимому возрастанию помех от радиопередатчиков [178]. В Западной Европе ежегодно вводится в эксплуатацию 60 ЧМ вещательных радиостанций, и для каждой из них приходится рассматривать систему, в которой возможно мешающее действие 100 других передатчиков [179].

Для радиовещания в диапазоне 5,95—26,1 МГц при существующем международном соглашении выделено 234 канала через 10кГц. В течение каждого часа суток на земном шаре работает примерно 900 передатчиков в этих каналах при средней мощности каждого 50—100 кВт. Вследствие перегрузки этих каналов в радиовещании стала неизбежной работа на совмещенных и смежных частотах [94]. Известно также, что в декаметровом диапазоне зарегистрировано более 600 тыс. частотных присвоений и рост их числа продолжается со скоростью 20 тыс. в год.

Характерным является быстрый рост загрузки диапазонов именно в последние годы. По данным МКРЧ за 1973—1975 г. число зарегистрированных радиостанций возросло в диапазонах: 3—6 МГц на 6,1%, 100—230 МГц на 24%, 0,47 — 1 ГГц на 69%, 2—4 ГГц на 33% и 4—8 ГГц на 42% [93]. Отметим, также, что дело не только в непрерывном увеличении числа передатчиков, но и в росте их средней мощности. За последние 30 лет в США средняя мощность РЛС и других мощных передатчиков увеличилась в 450 раз, а пиковая мощность в 200 раз [180].

13. ЭМП от систем автомобильного зажигания — распространенный вид индустриальных радиопомех. Факторы, влияющие на их возникновение, и меры защиты от них изучаются сравнительно давно [181, 182]. ГОСТ на допустимые уровни помех от двигателей внутреннего сгорания и методы их измерений уже упоминался [51]. Аналогичные по назначению нормы («Нормы 3—72») указаны в [45]. Международные рекомендации о нормах и методах измерения помех от систем зажигания публикует СИСПР [183—185]. Нормы и методы испытаний, используемые в США, приведены в [186, 187].

Изучение помех, создаваемых устройствами зажигания, и разработка мер защиты от них важны для обеспечения нормальной работы подвижных систем радиосвязи в метровом диапазоне [188—196]. На базе статистического анализа амплитудных, временных, частотных и пространственных характеристик поля ЭМП, создаваемых устройствами зажигания, разработаны математические модели, позволяющие прогнозировать ЭМО в зоне действия подвижных радиослужб в зависимости от интенсивности движения автотранспорта (см., например, [193]). Некоторые авторы считают, что рекомендации СИСПР, а также СЭВ [197] недостаточны для защиты упомянутых радиослужб от помех, создаваемых устройствами зажигания автомашин [198—199].

В литературе освещаются различные вопросы анализа ЭМП от устройств зажигания. Отмечается целесообразность измерений пиковых, а не квазипиковых уровней импульсов помех [40, 193, 200], описан упрощенный метод измерения помех [201], указывается степень корреляции между горизонтальной и вертикальной поляризациями поля помех [202], показано, что влияние помех на прием ЧМ сигналов зависит от симметричности характеристики частотного детектора относительно несущей принимаемого сигнала [203] и что электронные устройства зажигания увеличивают интенсивность помех [172]. Максимум интенсивности помех лежит вблизи 27 МГц, и с ростом частоты интенсивность медленно уменьшается [204, 205]. Кроме того, интенсивность помех зависит от размера зазора в устройстве зажигания [206]. Математические модели ЭМП, излучаемых устройствами зажигания, создаются по результатам предварительной оценки объема статистической выборки группы импульсов помех [207, 208].

Отечественные нормы на допустимые уровни ЭМП, излучаемых устройствами зажигания, распространяются на диапазон до 300 МГц [45]. Однако длительность искрового разряда составляет 0,2—0,5 мкс, а спектр этих помех имеет полосу свыше 1 ГГц. Многие исследователи подчеркивают необходимость нормирования таких помех в диапазоне 300—1000 МГц в соответствии с рекомендациями СЭВ и СИСПР [199, 209]. Значительная интенсивность помех, обусловленных устройствами зажигания, на высоких частотах была зарегистрирована при испытаниях по программе электромагнитной службы в Детройте (США) в диапазонах даже до 2,5 ГГц [210, 211].

Анализ ЭМП от устройств зажигания необходим при выборе площадок для наземных пунктов космической радиосвязи [212, 213] и астрономических радионаблюдений. Например, измерения радиометром с чувствительностью 10^{-17} Вт/м^2 показали наличие вблизи обсерватории значительного уровня таких помех в диапазонах до 1,4 ГГц. При этом отмечено снижение эффективности широко используемых в автомашинах средств защиты на частотах выше 100 МГц [214]. В докладе Г. М. Мясковского на секции ЭМС НТОРЭС им. А. С. Попова (дек., 1976 г.) отмечались значительные уровни помех, излучаемых устройствами зажигания в диапазоне до 800 МГц и уменьшение эффективности применяемых средств защиты на частотах выше 300 МГц. Распространенные способы защиты рассматривались в докладе В. А. Осипова [215].

14. Актуальность защиты от ЭМП, создаваемых линиями электропередачи (ЛЭП), повышается с ростом индустриализации страны, в результате которой возрастают число ЛЭП и их рабочие напряжения. ЭМП возникают из-за коронного разряда на проводах и локальных разрядов на изоляторах ЛЭП. Интенсивность помех зависит от погодных условий, конструкции проводов, качества изоляторов, напряжения ЛЭП (помехи возникают при напряжениях более 70 кВ) и других факторов. Механизмы возникновения и общие способы ослабления помех от ЛЭП изложены в [216, 217]. Допустимые уровни помех, создаваемых ЛЭП, указаны в Общесоюзных нормах ГКРЧ («Нормы 6-72») и в ГОСТ 22072—76. Изданы также руководящие указания о проектировании ЛЭП, в которых приведены рекомендации об ослаблении радиопомех [218]. Международные рекомендации о допустимых уровнях помех от ЛЭП и методы измерения этих уровней разрабатываются СИСПР [15].

В периодической печати приведены результаты многочисленных статистических измерений помех, создаваемых ЛЭП, при учете различных факторов, в том числе погодных [219—230[, сведения о помехах от распределительных подстанций [231], об экранирующем действии соседних проводов ЛЭП [232]; рассмотрены методы расчетов помех от ЛЭП [232—237], способы ослабления помех радиовещательным приемникам и приемникам сверхдлинных волн [238 239], новые методы измерений помех от ЛЭП [240], измерительная аппаратура, в том числе портативная для обнаружения дефектных изоляторов [241—244].

15. При анализе индустриальных радиопомех, и в частности ВЭМП, необходимо рассматривать не только излучаемые ЭМП, но и распространяющиеся по проводам. Защита от таких помех важна для радиотехнических комплексов на корабле, самолете, наземном пункте. Допустимые уровни таких помех и методы их измерений указаны в нормах ГКРЧ [45], рекомендациях СИСПР [15, 245] и в ряде зарубежных стандартов [246—249].

Теория и практика индустриальных радиопомех, распространяющихся по проводам (общие вопросы) рассмотрены в [181, 182, 199, 250—257]. Широко освещаются многочисленные частные вопросы, относящиеся к ВЭМП, например, в бортовых сетях самолета [258—261], ИСЗ [68, 262], корабля [263], в промышленной сети 120 В [264], на стартовой площадке [265, 266]. Большое внимание уделяется анализу ВЭМП, возникающих в сетях питания из-за нестационарных процессов при подключении и отключении нагрузки [267—272] и при работе регуляторов и преобразователей напряжения [273—276]. Публикуются материалы о защите от помех, распространяющихся по цепям питания электронной аппаратуры, применяемой в медицинских учреждениях, особенно для целей диагностики [277—279]. С развитием средств электронной вычислительной техники и автоматики возникла задача их защиты от ЭМП [280]. Широкий круг вопросов, связанных с решением такой задачи, был рассмотрен на трех конференциях, состоявшихся в Вильнюсе [281—283]. Можно указать и некоторую дополнительную литературу по этим вопросам [284—287]. И, наконец, особым направлением является обеспечение ЭМС радиотехнических и проводных средств связи, так как в последних возникают помехи, обусловленные излучениями мощных радиопередатчиков [288—289].

16. Предложенную трактовку количественной оценки восприимчивости приемников и усилителей нельзя признать корректной по следующим причинам:

— относительная восприимчивость, которая рассматривается как превышение мешающего сигнала, действующего по основному каналу приема, над собственным шумом приемного устройства, выражена значениями, близкими к 200 дБм (в примере 1.8 231 дБм), что не позволяет интерпретировать их в привычном физическом представлении;

— относительная восприимчивость должна определяться по критерию, пригодному для практических измерений, и отражать воздействие мешающего сигнала не только по основным, но и по неосновным каналам приема (см. комментарий 9); в качестве восприимчивости можно принять, например, известное отношение SINAD [290, 291];

— предложенная в выпуске количественная оценка восприимчивости далее не используется (в том числе и в оригинале справочника); как правило, вычисляется лишь превышение мешающего сигнала над собственным шумом приемного устройства по критерию 0 дБ.

17. Понятие «порог восприимчивости» уточняется лишь при последующем изложении гл. 2. Однако в ряде примеров расчета в гл. 1 и 2 (см., в частности, примеры 1.1 — 1,4, 2.1, 2.5) порог восприимчивости принимается равным порогу чувствительности, который определяется собственным шумом приемника. Поэтому целесообразно именно здесь уточнить, что порог восприимчивости не во всех случаях равен порогу чувствительности и зависит как от типа модуляции полезного и мешающего сигналов, так и от способа формирования (обработки) полезного сигнала в приемном устройстве,

особенно если последнее снабжено специальными средствами защиты от помех.

18. Последовательность оценки (расчета) помех необходимо уточнить. Прежде всего, отметим неудачное название первого этапа «амплитудная оценка», поскольку последующие примеры расчетов основаны не на амплитудном, а на энергетическом показателе — мощности помехи. Поэтому более правильным названием является «энергетическая оценка».

Первым этапом четырехэтапного «частотно-энергетического анализа» является не амплитудная, а частотная оценка помех (ЧОП). Она начинается с анализа зависимостей между частотами основных и побочных излучений передатчиков и основных и побочных каналов приемников, как это и описано в гл. 2. Однако при этом следует анализировать не только пары передатчик — приемник в отдельности, но и групповое воздействие передатчиков на каждый приемник [83], поскольку при определенных сочетаниях частот передатчиков могут возникать интермодуляционные помехи. При этом необходимо определить некоторую область поиска частот передатчиков вблизи частоты настройки основного канала приемника, что в равной мере нужно при анализе и МЭМП, и ВЭМП. Далее следует учесть возможные частоты взаимомодуляционных излучений передатчиков, поскольку их уровни могут быть одного порядка с уровнями гармоник (см. комментарий 34). После этого следует определить частоты передатчиков, которые соответствуют возможным помехам по соседним каналам, а также помехам из-за блокирования и перекрестной модуляции (см. коментарии 40—44). Простой процесс ЧОП при ситуации один передатчик — один приемник превращается в сложный и трудоемкий при анализе воздействия группы передатчиков на один приемник.

Вторым этапом нужно считать приближенную энергетическую оценку помех (ЭОП), в результате которой определяются энергетические соотношения, характеризующие пары передатчик—приемник и воздействие группы передатчиков на приемник по критериям порога восприимчивости последнего для всех сочетаний частот, которые были выявлены при ЧОП. В процессе ЭОП исключают все ситуации, при которых заведомо обеспечивается ЭМС, и выявляют ситуации несовместимости (явной и сомнительной). Помимо исходных данных, указанных в гл. 2, на этом этапе необходимо учитывать мощности возможных взаимомодуляционных излучений передатчиков и пороги восприимчивости приемников при действии мешающих сигналов по соседним каналам, а также сигналов, обусловливающих блокирование, перекрестную модуляцию и интермодуляцию. Пороги восприимчивости при этом корректируются по данным АЧХ многосигнальной избирательности приемника. Если ЭОП относится к ВЭМП, то вместо потерь при распространении радиоволн следует учитывать коэффициенты связи между близко расположенными антеннами приемников и передатчиков (см. комментарий 50). По итогам ЧОП и ЭОП целесообразно составлять частотно-энергетические карты, по горизонтальной оси которых отложены частоты, а по вертикальной — уровни мешающих излучений и восприимчивости приемников в децибелмилливаттах.

На третьем этапе — детальной оценке помехи (ДОП) — расчеты корректируют с учетом ширины и формы спектров излучений мешающих сигналов, полосы пропускания основного канала и коэффициента прямоугольности тракта ПЧ, уточненных данных АЧХ многосигнальной избирательности на основе результатов энергетической оценки излучений, влияющих на эту избирательность. В ряде случаев учитывают шумовые излучения передатчиков, например, в подвижных системах радиосвязи. Учитывают и факторы, отмеченные в разделе «Детальная оценка помехи» гл. 2, а также влияние на порог восприимчивости специальных средств защиты от помех. В случае ВЭМП следует производить более точную оценку, используя характеристики спадания интенсивности спектров мешающих излучений, в том числе (при необходимости) шумовых [292].

Четвертый этап — комплексная оценка помех (КОП) представляет собой коррекцию данных в тех случаях, когда выявляется несовместимость рассматриваемых средств при каких-то частотно-энергетических сочетаниях. Повторные оценки выполняют при более выгодных для обеспечения ЭМС сочетаниях характеристик. При коррекции может выявиться необходимость дополнительного ослабления определенной гармоники мешающего передатчика, улучшения избирательности фильтров на входе приемника, увеличения затухания между близко расположенными антеннами и т. д. Определяется необходимость и возможность коррекции частот радиоканалов с целью улучшения условий ЭМС между РЭС, создающим помехи, и РЭС, воспринимающим помехи, что может потребовать повторного расчета условий обеспечения ЭМС рассматриваемых РЭС, а в некоторых случаях и всего комплекса радиосредств.

На всех этапах частотно-энергетического анализа широко используются математические модели характеристик ЭМС отдельных РЭС (или систем) и связанных с ними электротехнических устройств, которые могут оказаться потенциальными источниками ЭМП. В целом анализ может быть выполнен, если известны характеристики не только ЭМС РЭС, входящих в системы, но и электромагнитной обстановки, в которой действуют РЭС (см. комментарии 7,8).

19 Класс качества разборчивости речи в СССР определяется требованиями стандарта на разборчивость звукосочетаний [293]. Соответствие нормам при этом определяется артикуляционными измерениями отношения (в процентах) числа правильно принятых звукосочетаний к числу переданных по каналу радиотелефонной связи при имитации различных помех с изменяющимися уровнями. Такие измерения позволяют определить допустимые отношения сигнал/помеха для различных видов помех и модуляций полезного сигнала при различных классах качества разборчивости речи. Для оценки дальности действия радиостанций в подвижных системах радиосвязи допускаются артикуляционные измерения смысловой разборчивости речи.

20. Маскирующее действие шума (мешающего сигнала), в том числе акустического, на разборчивость речи подробно рассмотрено Ю. С. Быковым [294]. Разработанная им теория, подкрепленная результатами экспериментальных исследований, позволяет рассчитать оптимальную частотную характеристику радиотелефонной линии передатчик—приемник с учетом уровня акустических и электрических помех.

Средние значения отношения сигнал/помеха на выходе приемника, при которых обеспечивается высокая разборчивость, равны примерно 12 дБ. Для радиовещательных приемников требуются большие отношения сигнал/помеха на выходе. Пересчитанные к отношению сигнал/помеха на входе приемного устройства, эти величины позволяют определить «защитные отношения» для сетей радиовещания и вычислить допустимый уровень помех от передатчика, работающего на той же частоте, что и передатчик желательного сигнала (см., например, [295]).

21. Зависимости вероятности сбоя от отношения сигнал/помеха для различных систем цифровой информации и некоторых видов мешающих сигналов приведены в материалах МККР [296]. Для каналов с замираниями необходимые отношения сигнал/помеха и вероятность сбоя при влиянии помех, обусловленных излучением соседних по частоте станций, указаны в [297, 298]. Аналогичные показатели для цифровой системы с ФМ при действии ЧМ помехи определены в [299]. Многочисленные данные вероятности сбоя в цифровой подвижной системе радиосвязи при скорости работы 1200 — 2400 Бод в зависимости от уровня сигнала в городской и сельской местностях приведены в [300].

22. В публикуемых работах отражены различные направления в исследовании воздействия помех на РЛС. В них рассматриваются: системный подход к обеспечению ЭМС РЛС [301 — 306], воздействие несинхронных импульсных помех на приемник РЛС [307 — 310] и возможности повышения помехозащищенности приемника РЛС [311 — 313], в том числе особенности специальной приставки к приемнику для защиты от помех, создаваемых РЛС, работающей на соседней волне [314].

23. С точки зрения анализа помех в системах радионавигации представляет интерес описание модели характеристик вторичных РЛС, используемых для УВД. Модель позволяет рассчитать действие помех, создаваемых другими системами в том числе системой TACAN. Экспериментальная проверка результатов расчетов показала возможность определения условий обеспечения ЭМС системы управления воздушным движением [315].

24. Сведения о защитном отношении в телевидении, необходимом для удовлетворительного качества изображения, можно найти [316 — 318].

25. Широкополосные шумовые излучения радиопередатчика создаются основными его узлами: автогенераторами, преобразователями частоты и усилителями. Методы расчетов интенсивности шума и совместного прохождения сигнала и шума через шумящие четырехполюсники рассмотрены в теоретических работах [319 — 323], из которых следует, что в многокаскадном передатчике отношение сигнал/шум формируется главным образом в предварительных каскадах, работающих с отсечкой тока, и шум выходного каскада, как правило, вносит лишь небольшой вклад, особенно если основное усиление осуществляется до этого каскада.

Спектры шумовых излучений исследованы еще недостаточно, как и способы существенного уменьшения интенсивности этих излучений. Некоторые сведения о спектрах шумовых излучений приведены, например, в [115]. Интенсивность таких излучений определяется спектральной плотностью мощности, измеряемой в децибелваттах (или по отношению к уровню несущей в децибелах) в полосе 1 Гц или в некоторых случаях 3 кГц. Огибающая энергетического спектра шумовых излучений с увеличением отстройки от частоты несущей спадает относительно медленно. В одном из примеров расчета допустимого разнесения частот передающего и приемного устройств декаметрового диапазона на основе экспериментальных данных принята скорость спадания огибающей шумового спектра 7 дБ/октава [292]. Стандарты на допустимую интенсивность шумовых излучений передатчиков еще отсутствуют.

В современных передатчиках, особенно связного назначения, в качестве возбудителей широко используются синтезаторы частоты, важнейшей характеристикой которых являются шумовые и побочные составляющие колебаний выходного сигнала. Допустимые значения этих составляющих приведены в ГОСТе [324].

Схемно-конструктивные особенности и методы расчета характеристик синтезаторов частоты, в том числе шумовых, описаны в монографиях [325 — 327], отчете МККР [328] и статьях [329 — 338]. Указаны шумовые характеристики зарубежных синтезаторов промышленного типа [339, 340], рассмотрены требования к шумовым излучениям как к показателям ЭМС радиопередающих устройств [341] и описаны особенности таких излучений как помех с гауссовым распределением [342]. Для синтезаторов перспективного типа сформулированы требования к относительной спектральной плотности мощности шума (не более —170 дБ/Гц при отстройке от несущей на 20 кГц) [343].

Как отмечалось, роль теплового шума выходного каскада в общей мощности шумовых излучений обычно невелика. Созданные им шумовые составляющие могут проявиться «на хвостах» энергетического спектра при условии, что в предварительных каскадах или синтезаторе предусмотрены фильтрующие цепи с высокой избирательностью.

26. Согласно существующим представлениям [2,44], частота задающего генератора или кварцевого генератора синхроимпульсов не относится к частотам гармоник передатчика (см. комментарий 6).

27. На ЭМС РЭС, в которых используются мощные СВЧ ЭВП, существенно влияют гармоники и другие неосновные (в том числе шумовые), составляющие колебаний на выходе ЭВП. Были исследованы наиболее типичные СВЧ приборы и для них установлены характерные уровни таких колебаний. Показано, что лучшими в этом отношении являются клистроны и худшими магнетроны. Последние помимо гармоник (вторая ослаблена на 40 дБ и третья всего на 20 дБ) создают широкий спектр шумовых колебаний, ослабленных всего на 20...25 дБ в полосе, близкой к необходимой полосе частот [344]. Изучалась возможность улучшения энергетических спектров шумовых колебаний и гармоник, создаваемых магнетроном, с помощью малогабаритных фильтров «вафельного» типа в его выходной цепи [345] и анализировались причины асимметрии спектра излучения магнетронных передатчиков РЛС в зависимости от точности настройки передатчиков [346]. Разработана новая конструкция магнетрона («коаксиальный магнетрон»), позволяющая снизить шумовые составляющие энергетического спектра на 20...25 дБ по сравнению с таковыми в магнетронах обычного типа [347, 348].

Разработан приближенный метод расчета гармоник в приборах М-типа [349]. Изучались гармоники на выходе широкополосных ЛБВ [350 — 353]. Дополнительные сведения о публикациях, относящихся к побочным колебаниям на выходе СВЧ ЭВП, и данные об интенсивности таких колебаний можно почерпнуть из обзора по электронной технике [354].

28. Шумовые излучения передатчиков следует учитывать, главным образом в системах радиосвязи, где с ростом числа радиосредств они приобретают значение не только при использовании

мощных, но и маломощных передатчиков. Из анализа помех, создаваемых группой передатчиков группе приемников в системе УВД в диапазоне 225 — 400 МГц, следует, что из общего числа зарегистрированных случаев помех (436) 31,2% составляют помехи, вызванные шумовыми излучениями передатчиков. Даже интермодуляционные помехи (26,8% из всех случаев) и помехи по соседнему каналу (25,5%) менее часты, чем шумовые. Еще реже встречаются помехи по побочным каналам приема (14,4%) и помехи из-за комбинационных излучений передатчиков (2,1%) [61].

Шумовые излучения передатчиков, как источники помех в системах подвижной связи существенно влияют на выбор частот для дуплексной связи и частот соседних каналов радиостанций, в том числе передатчиков малой мощности [355]. Поэтому утверждение о том, что по сравнению с другими мешающими сигналами шумовые излучения приобретают значение лишь при мощности передатчика более 1 кВт, можно отнести только к системам с невысокой насыщенностью радиосредствами.

29. Получить информацию об изменении коэффициента усиления антенны при изменении частоты, т. е. на гармониках, нельзя, поскольку антенна на частотах гармоник рассогласована с «эквивалентным генератором гармоник», а степень рассогласования зависит от ряда факторов, определение которых затруднительно. Нельзя получить эту информацию и сравнением результатов измерений интенсивности гармоник «по полю» и «в тракте» (трактовые измерения). Дело в том, что параметры нагрузочного сопротивления с приемлемой погрешностью соответствуют параметрам антенны только на частоте основного излучения передатчика и не соответствуют параметрам антенны на гармониках. Вследствие этого результаты измерений в тракте и «по полю» на частотах гармоник (эквивалентов нагрузочных сопротивлений для частот гармоник не существует) не являются коррелированными. (см. также комментарий 50).

30. Следует уточнить, что указанные два параметра изучены и нормированы только для основных излучений радиопередатчиков. Огибающие спектров ШПЧ гармоник и других побочных излучений не исследованы в той степени, которая необходима для расчетов влияния гармоник как мешающих сигналов в зависимости от вида модуляции основного излучения. Исключением является частотная и (вообще угловая) модуляция, при которой огибающая спектра и ШПЧ могут быть определены в соответствии с номером гармоники, на который должно умножаться значение девиации частоты (фазы).

Параметром, которым характеризуют распределение мощности основного излучения в функции частоты, является скорость убывания огибающей энергетического спектра излучений. Для более рационального использования радиочастотного спектра принимают схемно-конструктивные решения, способствующие возможно большей концентрации энергии в пределах необходимой полосы, чтобы обеспечить максимально достижимую скорость убывания огибающей (например, скругление фронта и спада импульсов, ограничение полосы частот модулирующего сигнала [167]). Для различных видов модуляции (манипуляции) скорость убывания различна. Например, для класса A1 в расчетах [292] скорость убывания принималась равной 39 дБ/октава, а для класса A3 — 12 дБ/октава [46].

Очевидно, следует стремиться к совершенному излучению, т. е. такому, при котором энергия внеполосных излучений будет минимально возможной. На удовлетворение этих требований направлены международные рекомендации [356] и принятые в СССР нормы на ШПЧ и внеполосные спектры [46, 357, 358]. Однако их практическое использование не должно останавливать дальнейших исследований спектров излучения и способов их ограничения, результаты которых освещаются в периодической радиотехнической литературе и материалах МККР. Здесь отметим рекомендации по сокращению ШПЧ [359], расчету ШПЧ [360], сжатию спектров радиотелеграфных и радиотелефонных сигналов [361, 362], методам анализа действительных спектров излучения [363], критериям оценки спектров сигналов [364, 365], характеристикам спектров радиовещательных АМ передатчиков [366], особенностям спектров аппроксимирующих сигналов [367] и т. д.

31. В общесоюзных нормах на ШПЧ [46] приведены более подробные сведения и формулы расчета ШПЧ и внеполосных спектров при ЧМ, в том числе для частотной телеграфии различных видов.

Изучению спектров с угловой модуляцией посвящено большое число работ, относящихся к телефонии [368 — 373], частотной телеграфии [374 — 377], фазовой телеграфии [378, 379] и в общем случае угловой модуляции [380]. Сведения о спектрах сигналов ЧТ и ФТ, а также телевизионных сигналов можно найти в учебной литературе [381, 382].

32. Широко и в различных направлениях исследованы спектры импульсных сигналов. С помощью преобразования Фурье теоретически определены спектры импульсных сигналов разной формы конечной длительности [383]. Описаны модели спектров излучения РЛС, применимые для расчетов спектров магнетронов и клистронов (соответственно несимметричные и симметричные спектры) [384]. Даны расчетные графики широкополосных трапецеидальных импульсов [385]. Показана возможность уменьшения ШПЧ существующих РЛС [386]. Рассмотрена возможность оптимизации огибающей радиоимпульса по минимуму внеполосных излучений [387]. Проанализирована форма спектра при линейной ЧМ [388]. Описана возможность выбора формы сигналов РЛС с учетом особенностей диаграмм функции неопределенности [389]. Оценены свойства импульсов сигналов, формируемых нестационарными фильтрами с целью уменьшения ШПЧ спектра [390]. Исследованы внеполосные излучения в системах импульсно-кодовой модуляции при различных видах манипуляции несущей [391]. Приведены нормы на ШПЧ РЛС согласно стандарту MIL-Std-469 (США) [392]. Рассмотрены спектры радиоимпульсов с амплитудными искажениями [393] и влияние нелинейного четырехполюсника на характеристики спектров радиоимпульсов [394]. Дан приближенный расчет необходимой и занимаемой ШПЧ некоторых импульсных РЭС [395].

33. Спектры сигналов со сложной модуляцией анализируют различными методами, поскольку не представляется возможным исследовать их единым методом. В материалах МККР рассматривается спектр уплотненного ОБП сигнала с каналами телефонии, ЧТ и двойной ЧТ [396]. В периодической печати описываются спектры со сложной модуляцией различного вида [397, 398], в том числе спектр ИКМ/ЧМ системы при случайном следовании бинарных модулирующих сигналов [399]. Приводится расчет спектра излу-

чаемого сигнала при модуляции белым шумом [400], анализируется спектр перекрестных помех [401] и оцениваются спектры внеполосных излучений некоторых видов радиосигналов [402].

34. Чтобы уменьшить число и интенсивность побочных составляющих на выходе смесителя применяют балансные и кольцевые смесители, имеющие большую линейность характеристик передачи полезного сигнала, чем однотактные [403, 404].

Методы ослабления побочных составляющих, образующихся на выходе смесителя, фильтрами и резонансными усилителями подробно рассмотрены в публикациях, посвященных синтезаторам (см. комментарий 25).

Вопросам оценки интенсивности и ослабления гармоник передатчиков различных видов и назначения широко отражены в литературе. В первую очередь, здесь следует отметить материалы МККР [405, 406], в том числе рекомендации о нормах на допустимые уровни гармоник [407]. В периодической печати рассматриваются методы расчета и ослабления гармоник передатчиков декаметрового [408 — 411] и метрового [412] диапазонов, импульсных передатчиков [413], транзисторных передатчиков [414] и другие вопросы [415 — 417]. Сведения о фильтрах для подавления побочных колебаний в мощных СВЧ передатчиках приведены в обзоре по электронной технике [418]. Следует отдельно остановиться на анализе взаимомодуляционных излучений, возникающих в случае работы двух (или нескольких) передатчиков на одну антенну или на близко расположенные антенны. При наличии достаточно сильной связи колебания мешающего передатчика проникают во входную цепь усилителя мощности, работающего, как правило, в нелинейном режиме, вследствие чего в его выходной цепи возникают побочные составляющие, наиболее существенные из которых имеют третий порядок. В ряде случаев интенсивность такой составляющей может быть равна или сравнима с интенсивностью гармоники передатчика. Приводятся сведения о методах расчета взаимомодуляционных излучений [419 — 421], способах их ослабления с помощью развязывающих устройств [422] и некоторых других способах [423, 424]

35. Из комментария 4 следует вывод, о том, что понятие «ухудшение чувствительности приемника» нельзя относить к действию внешних помех. Такой же вывод следует из материалов МККР [425, 426].

В гл. 4 рассматривается действие сигнала мешающего передатчика с частотой, близкой, но не равной частотам полосы основного канала приема. Оно проявляется в уменьшении усиления принимаемого полезного сигнала и согласно рекомендации МККР [427] называется «блокированием» (см. комментаций 9). Такой же термин используется в отечественной литературе [23, 24, 52], хотя встречается и синоним «забитие» полезного сигнала [23, 326, 428]. Последний из-за многозначности (помеха может «забить» сигнал, действуя и в основном канале) не следует рекомендовать к использованию.

Блокирование возникает в активных элементах входного тракта приемника (УВЧ и смесителе) из-за нелинейного закона изменения коэффициента передачи полезного сигнала при одновременном действии сравнительно интенсивного сигнала мешающей радиостанции [429 — 432]. Для количественной оценки эффекта блокирования широко пользуются полиномиальной моделью коэффициента передачи активного элемента, ток на выходе которого

$$i_{\text{вых}} = \sum_{0}^{m} a_n u_{\text{вх}}^n , \qquad (\text{К.1})$$

где a_n — коэффициент n-го члена полинома; m — степень полинома; $u_{\text{вх}}$ — сумма напряжений мешающего и полезного сигналов с амплитудами U_A и U_{0R} и частотами несущих f_A и f_{0R} соответственно. [24, 433—436].

Если блокирование происходит в УВЧ приемнике, то как первое приближение принимают $m=3$ и коэффициент a_3 с отрицательным знаком. Считая для простоты, что оба сигнала (мешающий и полезный) синусоидальным и не модулированы, коэффициент блокирования $K_{\text{бл}}$ определяют как отношение изменения амплитуды выходного тока на частоте полезного сигнала $\Delta I_{\text{вых}}$ при блокировании к амплитуде того же тока $I_{\text{вых}}$ в отсутствие блокирования. Пользуясь формулой (К.1) и предполагая, что $U_A \gg U_{0R}$, можно найти

$$K_{\text{бл}} = \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} \approx \frac{3a_3}{2a_1} U_A^2 . \qquad (\text{К.2})$$

При этом $K_{\text{бл}} = 0$ в отсутствие блокирования и $K_{\text{бл}} = 1$ при полном блокировании полезного сигнала.

Из (К.2) следует, что $K_{\text{бл}}$ возрастает пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала и отношению a_3/a_1, выражающему степень нелинейности характеристики передачи сигнала в УВЧ. Такое отношение можно определить экспериментально, если измерить амплитуду U_A, при которой регистрируется наперед заданное значение $K_{\text{бл}}$, и подставить эти значения в (К.2).

Если блокирование происходит в первом смесителе приемника, то в формуле (К.1) принимают $m = 4$ и коэффициент a_4 также с отрицательным знаком. При этом входное напряжение $u_{\text{вх}}$ представляет собой сумму трех сигналов — полезного, мешающего и гетеродина. Сделав такие же упрощения, как и в случае УВЧ, вычисляют тем же методом $K_{\text{бл}}$ для смесителя как отношение изменения амплитуды тока промежуточной частоты ΔI_{IF} на выходе смесителя при блокировании к амплитуде того же тока I_{IF} в отсутствие блокирования. Из вычислений следует, что $K_{\text{бл}}$ смесителя возрастает пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала и отношению a_4/a_2, выражающему степень нелинейности характеристики передачи сигнала в смесителе. Следовательно, для оценки блокирования в смесителе надо знать отношение a_4/a_2, а в УВЧ — отношение a_3/a_1.

Поскольку УВЧ приемника усиливает напряжение мешающего сигнала, то блокирование нередко проявляется сначала в первом смесителе, а затем с ростом интенсивности мешающего сигнала в УВЧ.

Перекрестная модуляция (см. комментарий 9) оценивается таким же методом, как блокирование. Различие состоит лишь в том, что мешающий и полезный сигналы имеют АМ с коэффициентами m_A и m_{0R} и звуковыми частотами F_A и F_{0R} соответственно, а действие перекрестной модуляции определяется после детектирования. При анализе перекрестной модуляции в УВЧ используют формулу (К.1), предполагая, что $m=3$ и коэффициент a_3 имеет отрицательный знак. Коэффициент перекрестной модуляции определяется из этой формулы как отношение приращения амплитуды тока с частотой F_A к амплитуде тока полезного сигнала в отсутствие мешающего:

$$K_{\text{пм}}=\frac{\Delta I_{F_A}}{\Delta I_{F_{0R}}}\approx 3\,\frac{a_3\,m_A}{a_1\,m_{0R}}\,U_A^2 \qquad (\text{К}.3)$$

при $m_{0R}>0$...

Между блокированием и перекрестной модуляцией в УВЧ имеется корреляция, что следует из формул (К.2) и (К.3). Аналогичный вывод можно сделать и относительно этих эффектов в смесителе.

Блокирование и перекрестная модуляция отсутствуют, если передаточные характеристики УВЧ и смесителя квадратичны в широком диапазоне изменения интенсивности входных сигналов (идеализированные характеристики). Косвенный вывод об этом следует из формул (К.2) и (К.3), поскольку в них нет члена полинома с коэффициентом a_2. Реальные передаточные характеристики в ряде случаев существенно отличаются от квадратичных, вследствие чего возникает практически важная задача в максимальной степени приблизить их к квадратичным. В реальных условиях приема блокирование и перекрестная модуляция могут возникать одновременно при интенсивном модулированном сигнале мешающей радиостанции. Понятие о перекрестной модуляции даны в ряде источников в том числе учебниках по радиоприемным устройствам [23, 24, 429, 437 — 439].

Сигналы, обусловливающие блокирование и перекрестную модуляцию, ослабляются ВЧ контурами входного тракта на величину $K_f\ (f)$, зависящую от расстройки относительно частоты основного канала. При расчетах учитывают действие этих сигналов на входе приемника, для чего в формулах (К.2) и (К.3) напряжение U_A умножают на $K_f\ (f)$. Полоса частот входного тракта приемника, в пределах которой возможно действие таких сигналов, может определяться уровнем ослабления $K_f\ (l)$ = 80 дБ относительно уровня полезного сигнала на резонансной частоте.

Критериями допустимого уровня мешающего сигнала на входе приемника являются коэффициенты $K_{\text{бл доп}}$ и $K_{\text{пм доп}}$, значения которых определяются допустимыми влиянием помехи. Например, требования ГОСТа к магистральным приемным устройствам [52] допускают при блокировании уменьшение усиления полезного сигнала на 3 дБ или, что то же самое, $K_{\text{бл доп}}$ = 0,3. Согласно MIL-STD-462 помеха считается допустимой, пока она не влияет на полезный сигнал, т. е. $K_{\text{бл доп}}$ = 0.

Чтобы характеризовать свойство приемника принимать слабый полезный сигнал в присутствии сильного мешающего пользуются коэффициентами «динамического диапазона по двухсигнальному критерию» [440]. В отличие от известного коэффициента динамического диапазона по односигнальному критерию, принятого в учебной литературе [23], они являются более совершенными характеристиками приемника, что отмечается в [441 — 447]. Динамические диапазоны приемника по блокированию и перекрестной модуляции определяются зависимостями:

$$D_{\text{бл}}\,[\text{дБ}]=20\lg\frac{U_{A\ \text{бл доп}}}{U_{0R}},$$

$$D_{\text{пм}}\,[\text{дБ}]=20\lg\frac{U_{A\ \text{пм доп}}}{U_{0R}},$$

где $U_{A\ \text{бл доп}}$ — максимально допустимая на входе приемника амплитуда напряжения блокирующего сигнала, определяемая критерием $K_{\text{бл доп}}$; $U_{A\ \text{пм доп}}$ — максимально допустимое на входе приемника напряжение сигнала, создающего перекрестную модуляцию, определяемое критерием $K_{\text{пм доп}}$; U_{0R} — минимальное входное напряжение полезного сигнала, соответствующее чувствительности приемника.

Чем больше двухсигнальный динамический диапазон, тем лучше помехозащищенность приемника от мешающих радиостанций. Приемники распространенных типов имеют в среднем $D_{\text{бл}}$ = 60...70 дБ при условии, что частота мешающего сигнала достаточно близка к частоте основного канала приема (например, соответствует частоте соседнего канала). При более значительной расстройке избирательность входного тракта приемника увеличивается и $D_{\text{бл}}$, а также $D_{\text{пм}}$ соответственно возрастают. Частотные зависимости $D_{\text{бл}}\ (f)$ и $D_{\text{пм}}\ (f)$ являются характеристиками двухсигнальной избирательности приемника соответственно по блокированию и перекрестной модуляции.

Блокирование и перекрестная модуляция подробно рассмотрены в литературе. Исследованы динамические диапазоны различных транзисторных УВЧ [448, 449], в том числе с глубокой отрицательной обратной связью [450] и питанием от источника 12 В [451]. Определены предельные возможности линеаризации транзисторных УВЧ, двухсигнальная избирательность которых при использовании схем с ОЭ и ОБ на 8 — 10 дБ меньше, чем у «идеального усилителя» [452]. Показано, что динамический диапазон УВЧ на полевом транзисторе шире, чем у УВЧ на биполярном транзисторе [453, 454]. Описаны УВЧ и смеситель на полевых транзисторах для радиовещательного приемника в метровом диапазоне [455]. Показано также, что динамический диапазон смесителя на полевом транзисторе, характеристика которого имеет квадратичный участок шире, чем смесителя на биполярном транзисторе, однако при работе вне квадратичного участка $D_{\text{пм}}$ может уменьшиться, вследствие чего необходимо обеспечивать оптимальный режим смесителя [456, 457]. Эта рекомендация относится и к УВЧ на полевых транзисторах [458]. В то же время отмечается, что при отработке схем и режимов УВЧ на биполярных транзисторах (например, в схеме с ОБ) можно обеспечить такой же двухсигнальный динамический диапазон, как и в УВЧ на полевых транзисторах [459, 460]. Показано, что динамический диапазон УВЧ расширяется при параллельном и двухтактном включении транзисторов [461]. Рассмотрены двухсигнальные характеристики приемоусилительных микросхем [462]. Оценена перекрестная модуляция в УВЧ, создаваемая импульсными помехами [463]. Приведены результаты экспериментального исследования блокирования в ЛБВ [464, 465]. Изучается частотная перекрестная модуляция, возникающая в ЧМ приемниках при действии мешающего сигнала в полосе частот, соответствующей нелинейной части фазовой характеристики избирательных цепей [466—468]. Двухсигнальная избирательность приемника является одной из важных характеристик, влияющих на ЭМС, что отмечено в [477, 478]. Нормы на двухсигнальную избирательность приемников некоторых типов указаны в ГОСТах [48 — 50, 479].

Блокирующий сигнал, действуя на смеситель, не только уменьшает усиление полезного сигнала, но и увеличивает шум приемника, преобразуя некоторую часть энергетического спектра шума гетеродина в напряжение ПЧ. Если гетеродином является синтезатор частоты, то блокирование может приводить к преобразованию как шума, так и комбинационных составляющих энергетического спектра выходного сигнала синтезатора. Характеристика преобразования блокирующим сигналом шума гетеродина (синтезатора частоты) в напряжение ПЧ является еще одной характеристикой двухсигнальной избирательности приемника, поскольку в этом случае ухудшается отношение сигнал/шум и уменьшается $D_{бл}$ [469 — 472].

При анализе двухсигнальной избирательности рассматриваются также методы увеличения динамического диапазона, влияние характеристик УВЧ на помехозащищенность СВЧ приемника, метод вычисления коэффициентов полинома по двухсигнальной избирательности [473 — 476].

36. Предложенная классификация помех от радиопередатчиков по трем типам не имеет четких обоснований. Недостаточен, например, классификационный признак помех вне полосы пропускания (ПВП), «... частоты которых не попадают в полосу пропускания входных контуров», поскольку неясно, в какой же полосе частот могут действовать такие помехи. Неясно обоснование выбора полосы пропускания входных контуров в качестве признака типа помех. Как известно, некоторые типы помех, существенно влияющие на ЭМС РЭС (см. комментарий 35), могут иметь частоту, лежащую в полосе пропускания входных контуров (т. е. в пределах ослабления этими контурами на 3 дБ), но вне полосы основного канала приема. Рис. 4.2 также неясен, поскольку из него следует, что ПВП — это помехи с частотами, лежащими вне полосы основного канала, а не вне полосы пропускания входных контуров, как указано в тексте.

Представляется более целесообразным классифицировать помехи по характеру их действия на полезный сигнал и влиянию через различные каналы приема: внеполосные, соседние и побочные (см. комментарий 9).

37. Формула (4.3) наряду с членом f_{IF} должна иметь слагаемое $\pm B_R/2$, где B_R — полоса пропускания тракта ПЧ, поскольку комбинационный канал приема имеет дискретную полосу частот, а не фиксированную частоту. Учет в этой формуле полосы B_R особенно важен в широкополосных системах.

Согласно формуле (4.3) частоты комбинационных каналов приема зависят от номеров гармоник (целые числа q и p) мешающего сигнала с частотой f_{SR} и сигнала гетеродина с частотой f_{L0}. При этом $|p| + |q| = n$ — порядок комбинационного канала приема.

Если воспользоваться формулой (K.1) при $u_{вх}$, равном сумме напряжений помехи и гетеродина, то можно показать, что частота комбинационного канала n-го порядка определяется членом n-й степени (и более высоких степеней) полинома. Например, член 2-й степени определяет частоту канала второго порядка (зеркальный), член 3-й степени—частоты каналов третьего порядка:

$$f_{SR} \pm 2f_{L0} = f_{IF} \pm B_R/2, \quad 2f_{SR} + f_{L0} = f_{IF} \pm B_R/2;$$

член 4-й степени—частоты каналов четвертого порядка:

$$f_{SR} \pm 3f_{L0} = f_{IF} \pm B_R/2,$$

$$2f_{SR} \pm 2f_{L0} = f_{IF} \pm B_R/2,$$

$$3f_{SR} \pm f_{L0} = f_{IF} \pm B_R/2 \text{ и т.д.}$$

Из этих формул в зависимости от числа членов m полинома (K.1) можно вычислить частоты комбинационных каналов. Методы расчета частоты комбинационных каналов приема, в том числе при помощи номограмм, можно найти в [24, 480 — 486].

Восприимчивость приемника по комбинационным каналам зависит от схемы и режима смесителя. В общем случае восприимчивость ослабляется тем больше, чем ближе характеристика передачи смесителя к квадратичной. Во всех случаях следует стремиться к тому, чтобы отношения коэффициентов полинома (K.1) a_2/a_3, a_2/a_4, a_2/a_5 и т. д., определяемые типом и режимом активного элемента смесителя, были возможно больше. Ослабленной восприимчивостью по комбинационным каналам с порядком $n = 3$ и более обладают смесители балансного и кольцевого типа.

В литературе рассматриваются различные вопросы восприимчивости приемника по комбинационным каналам.

Исследована восприимчивость приемника с кристаллическим смесителем в зависимости от постоянного смещения на диоде [487]. С помощью ЭВМ рассчитана восприимчивость в зависимости не только от смещения, но и от обратной проводимости диода и мощности гетеродина [488]. Описаны схемы смесителей на полевых транзисторах, в том числе балансные, и показано, что при их использовании восприимчивость по комбинационным каналам может быть ослаблена [489 — 491]. Оценена эффективность балансных смесителей, в том числе в приемнике СВЧ [492 — 494]. Предложена кольцевая схема СВЧ смесителя (до 12 ГГц), четыре диода которого соединены звездой, что способствует уменьшению восприимчивости [495, 496]. Рассчитаны гармоники токов транзистора на высокой частоте [497] и генератора на лавинно-пролетном диоде [498]. Показана возможность создания общей для диодов, транзисторов и ЭВП математической модели анализа восприимчивости по комбинационным каналам приема [499]. С целью улучшения показателей восприимчивости приемника предполагается подавать на смеситель сигнал гетеродина прямоугольной формы [500]. Отмечается, что комбинационные каналы могут возникать даже в смесителях с квадратичными характеристиками, если мощность гетеродина недостаточна, а мешающий сигнал имеет большую интенсивность [501]. Рассматриваются и другие аспекты восприимчивости смесителя приемника, в том числе общетеоретические вопросы [502 — 506].

38. Утверждение о том, что в приемнике с несколькими преобразователями частоты следует учитывать побочные каналы, обусловленные только первым преобразованием, в общем случае неверно.

Более подробные сведения об этом можно почерпнуть из учебной литературы [23].

39. Указание о том, что зависимость восприимчивости к ПВП от частотной расстройки для СПГ приемника является дискретной, неточно. Для мешающих сигналов, действующих по неосновным каналам приема и создающих блокирование, перекрестную модуляцию и интермодуляцию, такая зависимость для СПГ приемника является плавной в пределах частот от границы полосы частот основного канала до частот, на которых входной тракт создает ослабления примерно на 80 дБ (см. комментарий 35). Зависимость для мешающих сигналов, действующих по комбинационным каналам приема, является дискретной.

40. Нельзя согласиться с тем, что оценка эффекта взаимной модуляции (или, что то же самое, интермодуляции — см. комментарий 9) относится к этапу детальной оценки помех. Возможность возникновения интермодуляции во входном тракте приемника должна быть выявлена при анализе ЭМО на первом этапе ЧОП. В комментарии 18 отмечалась необходимость анализа группового воздействия передатчиков, поскольку оно может приводить к интермодуляционным помехам в приемнике.

41. Интермодуляция возникает в активных элементах входного тракта приемника из-за нелинейного изменения коэффициента передачи двух и более мешающих сигналов, частоты которых соответствуют неосновным каналам приема. Для количественной оценки эффекта интермодуляции широко пользуются формулой (К.1), приведенной в комментарии 35.

При анализе интермодуляционных помех в УВЧ формулу (К.1) ограничивают кубичным членом ($m = 3$) и $u_{\text{вх}}$ представляют как сумму напряжений двух мешающих сигналов с амплитудами U_N и U_F. Предполагая, что частоты мешающих сигналов f_N и f_F находятся по одну сторону от частоты полезного сигнала и что соблюдается равенство

$$(f_{0R} \pm B_R/2) - f_N = f_N - f_F, \qquad (\text{К}.4)$$

в выходном токе УВЧ можно обнаружить составляющую с частотой (частотами) в полосе полезного сигнала, т. е.

$$2f_N - f_F = f_{0R} \pm B_R/2. \qquad (\text{К}.5)$$

Эта составляющая (продукт интермодуляции 3-го порядка) представляет собой интермодуляционную помеху приему.

Считая для простоты мешающие сигналы немодулированными $U_N = U_F = U_{NF}$, пользуются формулой (К.1), чтобы определить амплитуду тока интермодуляционной помехи на выходе УВЧ: $I_{\text{инт вых}} = 3/4\ a_3 U_{NF}^3$. Зная ток полезного сигнала (на выходе УВЧ) в отсутствие интермодуляционной помехи $I_{0\,\text{вых}} = a_1 U_{0R}$, находят коэффициент интермодуляции

$$K_{\text{инт}} = \frac{I_{\text{инт вых}}}{I_{0\,\text{вых}}} = \frac{3a_3 U_{NF}^3}{4a_1 U_{0R}}. \qquad (\text{К}.6)$$

Из (К.6) следует, что $K_{\text{инт}}$ возрастает пропорционально кубу амплитуды одного из мешающих сигналов и отношению a_3/a_1, выражающему нелинейность характеристики передачи сигнала в УВЧ. Сравнивая формулы (К.2), (К.3) и (К.6), легко заметить корреляцию между количественными соотношениями, характерными для блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции в УВЧ. Однако если при первых двух нелинейных процессах эффект влияния на полезный сигнал пропорционален квадрату амплитуды мешающего сигнала, то при интермодуляции пропорционален кубу, вследствие чего ее влияние обнаруживается при меньших уровнях мешающего сигнала. Этим и объясняется известное обстоятельство, что приемник при прочих равных условиях более восприимчив к интермодуляционным помехам, чем к помехам, обусловливающим блокирование и перекрестную модуляцию.

Если интермодуляция происходит в первом смесителе приемника, то в формуле (К.1) принимают $m = 4$ и $u_{\text{вх}}$ в виде суммы трех сигналов — двух мешающих и гетеродина. Аналогично тому, как это было сделано для УВЧ, вычисляют коэффициент интермодуляции в смесителе

$$K_{\text{инт}} = \frac{3a_4 U_{NF}^3}{2a_2 U_{0R}}. \qquad (\text{К}.7)$$

При достаточно большой расстройке между мешающими и полезным сигналами учитывают ослабление, создаваемое контурами входного тракта, умножая напряжение U_{NF} на $K_f(f)$.

Критерием допустимого уровня мешающих сигналов на входе приемника при интермодуляции является $K_{\text{инт доп}}$, при котором рассчитывается влияние помехи. Во многих нормативных документах, например в [48], принято $K_{\text{инт доп}} = 1$. При таком условии интенсивность продукта интермодуляции 3-го порядка в тракте ПЧ приемника равна интенсивности полезного сигнала, соответствующего чувствительности приемника, которая определяется в отсутствие интермодуляции. Важным показателем качества приемника является его динамический диапазон по интермодуляции

$$D_{\text{инт}}\,[\text{дБ}] = 20\lg\,(U_{A\,\text{инт доп}}/U_{0R}),$$

где $U_{A\,\text{инт доп}}$ — максимально допустимое напряжение одного из двух мешающих сигналов равной интенсивности на входе приемника, определяемое по критерию $K_{\text{инт доп}}$.

Приемники распространенных типов имеют $D_{\text{инт}} = 45\ldots$ $\ldots 60$ дБ, если частоты мешающих сигналов достаточно близки к частоте основного канала приема. С увеличением расстройки влияние избирательности входного тракта приводит к возрастанию $D_{\text{инт}}$. Частотная зависимость $D_{\text{инт}}(f)$ характеризует трехсигнальную избирательность приемника. При ее определении учитываются действия трех сигналов — полезного и двух мешающих. Требования к трехсигнальной избирательности указаны, например, в [48].

Формулы (К.6) и (К.7) получены при определенных допущениях. Например, допущением является ограничение полинома (К.1) кубичным членом ($m = 3$), хотя оно обосновано тем, что наиболее интенсивной интермодуляционной помехой практически является продукт интермодуляции 3-го порядка. Однако при заметной нелинейности активных приборов приемника не исключено возникновение продуктов интермодуляции 5-го и 7-го порядков большого уровня. Соответственно в формуле (К.1) должно быть $m =$ $= 5$ или 7, а в формуле (4.8), с помощью которой можно рассчитать частоты мешающих сигналов, необходимо принять $|m| + |n| = 5$ или 7.

Допущением является также то, что при выводе формул (К.6) и (К.7) учитывается только два сигнала, создающих интермодуляционную помеху. В декаметровом диапазоне или в насыщенных радиосредствами участках метрового диапазона с большой вероятностью могут образоваться интермодуляционные помехи от трех и более мешающих сигналов, одновременно действующих на входе приемника. В этом случае приемник становится более восприимчивым к интермодуляционным помехам и динамический диапазон по интермодуляции уменьшается по сравнению с таковым при двух мешающих сигналах. Кроме того, при трех и более мешающих сигналах необязательно допущение о том, что все сигналы должны иметь частоты по одну сторону от частоты полезного сигнала.

Допущением является и предположение о равенстве $U_N = U_F$. Практически это маловероятно, и более точно формулу (К.6) следует записать с учетом неравенства амплитуд в виде

$$K_{\text{инт}} = \frac{3a_3 U_N^2 U_F}{4a_1 U_{0R}}, \qquad (\text{К}.8)$$

где U_N — амплитуда мешающего сигнала, частота которого ближе к f_{0R}, чем частота сигнала с амплитудой U_F.

Соответственно может быть уточнена и формула (К.7) для смесителя.

Все возрастающее влияние помех от радиостанций объясняется не только большой загрузкой радиодиапазонов, но и восприимчивостью приемников к интермодуляционным помехам. Этому обстоятельству некоторые исследователи придают особое значение, считая недостаточное значение $D_{\text{инт}}$ одной из основных причин влияния помех (например, в декаметровом диапазоне [507]), а увеличение $D_{\text{инт}}$ —важным фактором совершенствования приемников [508, 509]. Расчеты показывают, что на загруженном участке декаметрового диапазона для обеспечения приема с вероятностью 95% уровень полезного сигнала должен быть не менее 1 мВ даже при пользовании достаточно качественным приемником с $D_{\text{инт}} = 70$ дБмкВ; однако роль интермодуляции настолько велика, что если бы тот же приемник имел $D_{\text{инт}} = 90$ дБмкВ, то можно было бы обеспечить прием с той же вероятностью при уровне полезного сигнала всего несколько микровольт [510]. Считается также, что в системах связи метрового диапазона, насыщенных радиосредствами, в 70% случаев влияние помех обусловлено недостаточной избирательностью (в первую очередь, трехсигнальной) приемников и в 30%—основными и неосновными излучениями передатчиков [511, 512].

Как отмечалось, влияние помех из-за блокирования, перекрестной модуляции и интермодуляции тем меньше, чем меньше нелинейность характеристики активных приборов входного тракта приемника, выраженная через отношение коэффициентов a_3/a_1 полинома (К.1). Поэтому целесообразны разработка и промышленный выпуск ВЧ транзисторов, у которых отношения a_3/a_1 были бы возможно меньше в широком динамическом диапазоне входных сигналов. Расширение этого диапазона характеризуют условным коэффициентом, который может быть назван «индексом линейности» (в литературе США intercept point — точка пересечения). Его значение определяют графическим построением пересекающихся прямых, выражающих возрастание полезного сигнала и продукта интермодуляции 3-го порядка при увеличении сигналов на входе активного прибора [491, 513]. Некоторые фирмы США включают индекс линейности в число обязательных параметров ВЧ транзисторов [514 — 517]. Значения этого параметра достигают 30 — 35 дБм.

42. Представляется нецелесообразным введение понятия «эквивалентного уровня мощности сигнала P_E» при оценке действия интермодуляционных помех. Сравнивая формулу (4.10) с формулой (К.6), в которой $m = 2$ и $n = 1$ (см. комментарий 41), можно заключить, что понятие «динамический диапазон по интермодуляции» является более информативным, поскольку определяет допустимый уровень мешающих сигналов на входе. Значение $D_{\text{инт}}$ может быть достаточно просто измерено, чего нельзя сказать о P_E.

Введение же понятия «мощность насыщения P_{sat}» может привести к недоразумениям, поскольку насыщение каскадов сигналами P_N и P_F означает такие условия действия помех, при которых ЭМС заведомо не обеспечивается. Если пользоваться терминологией [452, 518, 519], то насыщение каскада — это «грубое» проявление нелинейности его характеристики передачи, а допустимый эффект интермодуляции — «тонкое» проявление нелинейности.

Понятием о динамическом диапазоне $D_{\text{инт}}$ широко пользуются при выводе расчетных формул, определяющих интермодуляционные помехи [520 — 529], в том числе для усилителя в диапазоне 6 — 12 ГГц [530]. Между блокированием, перекрестной модуляцией и интермодуляцией существует корреляция, которую можно выявить, анализируя формулы для определения динамических диапазонов [531 — 537]. С помощью динамического диапазона по интермодуляционным помехам оценивают расстояние до мешающего передатчика в функции частотной расстройки [538]. Оценка восприимчивости к интермодуляционным помехам важна при разработке широкополосных усилителей [539], в том числе антенных [540 — 543].

43. В двух последних случаях, где P_N и P_F перегружают входные каскады, нет необходимости в подробном анализе, поскольку вывод об отсутствии ЭМС рассматриваемых радиосредств очевиден. Такой же вывод следует из примеров 2 и 3, где уровень продуктов интермодуляции 3-го порядка на 30 и 20 дБ соответственно превышает пороговую чувствительность приемника. В рассматриваемых случаях более существенным было бы описание вариантов мероприятий, способствующих обеспечению ЭМС.

44. Вариант 4 является искусственным. Формальный расчет приводит к выводу об отсутствии интермодуляционной помехи, поскольку продукт 3-го порядка на 20 дБ ниже пороговой чувствительности. Однако в этом примере один из мешающих сигналов имеет настолько большую интенсивность ($P_F = +10$ дБм), что неизбежно заблокирует слабый полезный сигнал и, следовательно, помеха проявит свое действие. Это еще раз приводит к выводу, что вопросы обеспечения ЭМС необходимо рассматривать комплексно.

Привлекает также внимание вариант 4.1, в котором чувствительность приемника —110 дБм, $P_N = -20$ дБм. Расчет «эквивалентного уровня мощности сигнала P_E» приводит к уровню интермодуляционного продукта 3-го порядка, всего на 5 дБ превышающего пороговую чувствительность приемника. В пересчете на $D_{\text{инт}}$ по критерию $(K_{\text{инт}})_{\text{доп}} = 1$ это означает, что в данном примере приемник имеет $D_{\text{инт}} = 85$ дБ. Для приемников распространенного типа такое значение является завышенным примерно на 20 — 25 дБ. По-видимому, расчет по формуле P_E дает завышенные результаты.

45. В гл. 4 нет определения термина «порог насыщения» каскада при действии сигнала мешающей радиостанции. Если такой термин означает, что при мощности этого сигнала $P_E = P_{\text{sat}}$ составляющая с его частотой в выходном токе каскада перестает увеличиваться (характеристика ограничителя амплитуды), то график на рис. 4.16 нельзя признать правильным Дело в том, что участок характеристики передачи сигнала, соответствующий началу возникновения эффекта блокирования полезного сигнала, значительно меньше, чем участок, соответствующий «насыщению». Следовательно, для блокирования должна соблюдаться зависимость $P_I < P_{\text{sat}}$. Если же «порог насыщения» — мощность мешающего сигнала, при которой только начинается процесс блокирования, то неясными оказываются примеры расчетов. Из них следуют существенно завышенные значения динамического диапазона по блокированию (110 дБ в примере 4.9), что не встречается в приемниках распространенных типов. Вследствие этого использование термина «порог насыщения» для описания процесса блокирования нецелесообразно. Более обоснованным является понятие «динамический диапазон по блокированию», широко используемое в литературе и характеризующее один из видов двухсигнальной избирательности приемника (см. комментарий 35) .

46. Описание особенностей перекрестной модуляции дано нечетко. Неясно, почему полезный сигнал может подавить продукты перекрестной модуляции в бо́льшей степени, чем взаимной модуляции (т. е. интермодуляции в соответствии с комментарием 9), и почему диапазон частот для помех, создающих перекрестную модуляцию, не так ограничен, как для помех интермодуляционных. Неясно, какими факторами определяется параметр перекрестной модуляции и почему пересекаются кривые ОВЧ и ВЧ на рис. 4.19. Непонятно происхождение формулы (4.19) и т. д

Одной из причин неясностей в изложении материалов не только гл. 4, но и других глав, является отсутствие определений терминов, относящихся к области ЭМС. Это относится и к термину «перекрестная модуляция».

В развитие комментариев 35 — 46 можно указать дополнительные материалы.

Одной из причин ограничения динамического диапазона смесителя может явиться недостаточная мощность гетеродина. Отмечается, что при ее увеличении на 1 дБ можно снизить интермодуляционные помехи в смесителе на 2 дБ [544, 545]. Методика расчета ослабления комбинационных каналов приема и интермодуляционных помех в диодном СВЧ смесителе с учетом избирательности объемного резонатора имеет особенности. Такая методика приведена в [546]. Экспериментально исследован способ ослабления интермодуляционных помех в СВЧ смесителе (9 ГГц), заключающийся в подаче сигнала (9,2 ГГц), названного нейтральным, при выпрямлении которого создается постоянное смещение, что позволяет уменьшить коэффициент a_4 характеристики передачи смесителя [547]. Изучены кольцевые диодные смесители, позволяющие расширить динамические диапазоны $D_{\text{пм}}$ и $D_{\text{инт}}$ по сравнению с таковым и в однотактных и балансных смесителях [548 — 549]. Проведен анализ диодного и транзисторного смесителей при высоких уровнях входного сигнала [550, 551] и смесителя на нелинейной емкости, обеспечивающего малое влияние перекрестных помех [552]. Рассмотрены эффекты интермодуляции и перекрестной модуляции в ЧМ приемнике в зависимости от отсечки тока смесителя, выполненного на полевом транзисторе [553].

Для повышения помехозащищенности приемника предлагается включать регуляторы задержанной АРУ во входную (антенную) часть преселектора, а не, в тракт УПЧ как обычно, [554, 555]. К преселектору приемника должны предъявляться особые требования, что показано экспериментально на радиокомплексе космического корабля из 13 приемников и 16 передатчиков [556]. Предлагаются схемные решения, способствующие повышению помехозащищенности входного тракта, выполненного на биполярных транзисторах [557]. При использовании ЛБВ должны учитываться особенности нелинейного режима при усилении нескольких сигналов [558, 559].

Приведены модели для расчета помех по соседним каналам радиоприемных устройств [560 — 563]. Проанализировано действие импульсных (в том числе квазиимпульсных) помех на приемники различных типов [564 — 569]. Действие радиоимпульсных помех на приемники РЛС и РРЛ рассмотрено в [570 — 572]. Предложены конструктивные меры, способствующие усовершенствованию характеристик ЭМС приемников декаметрового и метрового диапазонов [573 — 579]. Для ослабления импульсных помех приему в декаметровом диапазоне разработано бланкирующее устройство [580]. Рассмотрены принципы компенсации помех от радиопередатчиков в телеграфных декаметровых приемниках [581]. Для защиты от помех, создаваемых радиопередатчиками, предложено использование параллельных каналов [582]. Описан метод подавления узкополосных помех в широкополосных приемных устройствах [583]. При распределении частот каналов в системе радиосвязи должна быть сведена к минимуму возможность возникновения интермодуляционных помех приему от передатчиков своей же системы. Методы расчетов, позволяющие в заданных условиях определить минимально допустимые расстояния между радиостанциями, приведены в [584 — 588].

Материалы общетеоретического характера по анализу нелинейных устройств приемника при воздействии на них нескольких входных сигналов можно найти в [589 — 601]. Отдельные вопросы влияния узкополосных помех на некоторые приемные устройства, в частности широкополосных ЧМ сигналов и узкополосных телеграфных сигналов, изложены в [602—604]. Вероятностные оценки характеристик избирательности приемников даны в [605 — 607].

47. Характеристики антенн на побочных частотах (гармониках), приведенные в табл. 5.5, недостаточны для расчетов ЭМС. Неясно, например, каким номерам гармоник соответствует уменьшение усиления высоконаправленной антенны на 13 дБ. Неясно, в каких частотных пределах резонансная антенна средней направ-

ленности имеет постоянный коэффициент усиления $\bar{G}_0$. Аналогичные вопросы возникают и при анализе данных табл. 5.6.

Отсутствие сведений об условиях, в которых измерялись характеристики антенн, не позволяет ответить на вопрос, в какой степени данные этих таблиц могут быть отнесены к антеннам, используемым в конкретных условиях эксплуатации, например на корабле и самолете. Если эти характеристики были получены в условиях, максимально приближающихся к условиям, характерным для свободного пространства, то их использование применительно к упомянутым антеннам может привести к значительным ошибкам.

Известно, например, что на диаграмму направленности самолетной антенны влияет металлический корпус самолета. Диаграммы могут оказаться односторонне направленными из-за экранирующего действия корпуса и влияния других антенн, особенно при их большом количестве. Например, круговая диаграмма в горизонтальной плоскости может превратиться в изрезанную с некоторым максимумом в определенном направлении. При этом направления максимумов на частотах основного излучения и гармоник (например, на второй) могут не совпадать. В целом характеристики антенн в рассматриваемом случае оказываются зависящими от условий размещения, ориентации и поляризации [144].

48. В формуле (5.7) слагаемое $C\lg(f/f_0)$ должно учитывать частотную зависимость, т. е. изменение КУ антенны на побочных частотах, в частности на гармониках. Однако во всех рассматриваемых случаях, в том числе в примере 5.5, коэффициент C принимается равным нулю, что не позволяет определить КУ в функции частоты. В этом недостаток рассматриваемых примеров, поскольку они не иллюстрируют зависимость (5.7) и характеристик, приведенных в табл. 5.5. и 5.6. Между тем очевидно, что для расчетов ЭМС важно знать зависимость КУ антенны от частоты.

Для некоторых типов антенн частотные зависимости их характеристик изучены с достаточной для практики точностью. Так, например, для полуволнового вибратора матричным методом исследованы КУ, входной импеданс (активная и реактивная составляющая) и поляризация в диапазоне двух октав [608]. Показано, что такие характеристики существенно зависят от частоты и что реальный вибратор отличается от идеального.

49. Коэффициенты связи близко расположенных антенн существенно зависят от их характеристик в ближней и переходной зонах. При теоретических и экспериментальных исследованиях ближнего поля антенн, и особенно антенн с большим КУ, встречаются значительные трудности, что объясняется сложностью характеристик этого поля. Ряд теоретических приближений, справедливых при расчетах дальнего поля, не может быть принят при расчетах ближнего поля. И только для нескольких типов антенн достаточно простого типа можно рассчитать электрические и магнитные составляющие ближнего поля с приемлемой точностью. Для решения подобных задач предложен метод моментов, заключающийся в аппроксимации интегрального уравнения матричным («матричная инверсия»), решаемым на ЭВМ [609]. Пример использования этого метода для расчета ближнего поля проволочных антенн в диапазоне двух октав описан в [610], где приведены также сведения о программе для ЭВМ. Другие примеры использования матричного метода расчетов приведены в [611, 612].

50. Примеры расчетов вероятностей совпадения главных лепестков вращающихся антенн представляют собой первые приближения. При более точных расчетах следует учитывать возможное различие начальных фаз, скоростей вращения, углов места и другие факторы. Кроме того, при расчетах ЭМС необходимо считаться с излучением и приемом боковыми лепестками направленной антенны любого типа. Если расчетный уровень мощности, соответствующий этим лепесткам, принять в среднем на 20 дБ ниже уровня максимума главного лепестка, то при достаточно близком размещении антенн станций, работающих на одинаковых или близких частотах, можно ожидать появления ЭМП, поскольку в этом случае ДН антенны в горизонтальной плоскости с достаточно большой вероятностью можно считать круговой. Для расчетов ЭМС следует пользоваться статистическим средним значением КУ антенны и стандартным отклонением. Методы определения этих величин приведены в [613].

Следует заметить, что в гл. 5 отсутствуют важные для решения задач ЭМС сведения о коэффициентах связи между близко расположенными антеннами. Практически нередко размещение антенн таково, что этот коэффициент велик и передатчики создают ЭМП приемникам, или передатчики влияют один на другой, что приводит к взаимомодуляционным излучениям. В первом случае возникают ВЭМП, во втором — МЭМП, если уровень таких излучений близок к уровню гармоник передатчиков.

Связи между антеннами, размещенными в достаточной близости, посвящено много работ. Практически реализуемые коэффициенты затухания между антеннами передатчика и приемника на корабле или самолете равны 30 — 40 дБ, с учетом потерь мешающих сигналов в АФУ 40 — 50 дБ. Примерно такие данные для корабельных антенн, используемых в диапазонах 3 — 30 и 200 — 400 МГц, указаны в [614]. Там же приведены характеристики импедансов (активная и реактивная составляющие) и $K_{\text{св}}$ антенн в диапазоне 200—400 МГц.

При анализе коэффициента затухания между корабельными антеннами отмечено значительное влияние элементов конструкции корабля, окружающих антенны. Показано, что затухание зависит от расстояния между антеннами, размеров и типа элементов конструкции корабля, находящихся между антеннами, поляризации, разноса по частоте и апертуры антенны; предложена модель расчета затухания между антеннами декаметрового диапазона [615, 616]. Теоретический анализ ДН корабельной антенны необходим при предварительной оценке ЭМС радиооборудования корабля; с этой целью разработаны методы расчета ДН некоторых типов антенн, позволяющие определять уровни боковых лепестков до —50 дБ [617].

Полезным можно считать также: расчет затухания между проволочными антеннами, размещенными в ближнем поле (сильная связь между антеннами), и определение их ДН на частотах 118, 127 и 136 МГц [618]; примеры расчетов связи между антеннами апертурного типа [619] и цилиндрического типа с максимальным диаметром 0, 1 м [620]; анализ условий совместимости передающей и приемной антенн, размещенных на общей мачте [621].

Методика расчета ближнего поля, согласно которой определяется коэффициент затухания между корабельными антеннами, и результаты экспериментального исследования зависимости этого коэффициента от расстояний между антеннами, от размеров элементов конструкции корабля, условий размещения антенн, поляризации и частоты излучения описаны в [157, 622 — 624]. Разработаны специальные рекомендации по прокладке корабельных ВЧ кабелей и установке в антенных цепях режекторных и полосовых фильтров, особенно необходимых для ослабления помех при использовании общей антенны [625].

Аналогичные задачи возникают и при определении коэффициента затухания между самолетными антеннами. Разработаны математическая модель и программа расчета на ЭВМ уровня помех, обусловленных связью между самолетными антеннами при их размещении с разных сторон фюзеляжа с учетом поправки на дифракцию [73, 626]. Описаны различные методы расчета коэффициента затухания между самолетными антеннами, основанные, в частности, на имитации корпуса самолета цилиндром конечной длины [627 — 630]. Показано, что анализ коэффициента затухания между самолетными антеннами упрощается, если длина каждой из них не более 0,5 λ и расстояние между ними более λ [631]. Особенности размещения самолетных антенн рассмотрены также в [632, 633]. Способ экранирования самолетной рамочной антенны с целью ее защиты от статических помех описан в [634].

Практически важной является задача определения коэффициента затухания в тех случаях, когда между антеннами имеются препятствия для распространяющегося поля. Описаны методы решения такой задачи для антенн РЛС; при этом препятствие имитируется некоторым элементом конструкции цилиндрической формы [635 — 638].

Определение коэффициента затухания между близко расположенными антеннами является необходимым также в центрах магистральной связи [639] и подвижных системах радиосвязи. Для последних, например, предложена математическая модель характеристики излучения штыревой антенны изогнутой конфигурации [640]. Эту модель можно использовать при расчетах связи между такими антеннами. По вопросам связи между антеннами можно указать еще ряд литературных источников [641 — 643].

Как отмечалось, сильная связь между антеннами одновременно работающих передатчиков может быть причиной взаимомодуляционных излучений. Чтобы ослабить последние, увеличивают затухание между антеннами (или между передатчиками при их работе на одну антенну), включая специальные развязывающие устройства. Одно из таких устройств, используемое в центральном диспетчерском пункте подвижной системы радиосвязи (диапазон частот вблизи 450 МГц, разнос каналов 150 кГц), представляет объемный резонатор, связанный с циркулятором, поглощающим энергию мешающего передатчика; лишь малая часть этой энергии, отраженная от нагрузки циркулятора, попадает в выходные цепи других передатчиков, работающих на одну антенну, вследствие чего взаимомодуляционные излучения ослаблены более чем на 60 дБ [644]. Другие устройства развязки между передатчиками рассмотрены, например, в [645, 646].

Должен быть отмечен еще один фактор, способствующий возникновению гармоник и взаимомодуляционных излучений передатчиков. Речь идет о нелинейности характеристик сопротивления контактов в антенных разъемах передатчиков [647, 648]. Наихудшим материалом для контактов с этой точки зрения является алюминий. Такие контакты даже при большом механическом давлении имеют значительное нелинейное сопротивление, что служит причиной возникновения гармоник с относительным уровнем примерно —70 дБ [649].

В СВЧ системах некоторые виды интермодуляционных помех приему объясняются распространением различных мод волн высокого порядка в волноводных трактах приемника и АФУ с рупорными антеннами [650]. При анализе ЭМС СВЧ передатчиков необходимо учитывать распределение излучаемой мощности по различным модам распространяющихся волн. С этой целью мощности волн с различными модами рассчитывают теоретически и измеряют экспериментально при трактовых испытаниях.

В заключение рассмотрим еще один практически важный вопрос, а именно: несоответствие результатов определения интенсивности побочных излучений передатчиков при их измерениях двумя способами: «в тракте» (трактовые) и «по полю» (полевые). Частично об этом уже упоминалось в комментарии 29.

Как известно, передатчик на частоте основного излучения согласован с нагрузкой — антенной или нагрузочным сопротивлением (НС), подключаемым при испытаниях вместо антенны. Возможно идеальное согласование, при котором вся подводимая энергия поглощается антенной или НС и в антенном тракте не возникает отражений $K_{\text{св}} = 1$. Однако даже и в этом случае на частотах побочных излучений, существенно отличающихся от f_0 (например, на гармониках f_n), передатчик и его нагрузка рассогласованы. При работе передатчика на антенну это объясняется изменением ее импеданса (и импеданса антенного фидера), а также импенданса мощного усилителя передатчика, являющегося эквивалентным генератором (источником энергии гармоник), на частотах f_n по сравнению со значениями импедансов на f_0. Это приводит к возникновению отраженной волны, энергия которой при существенном рассогласовании может оказаться значительной.

При работе передатчика на НС («широкополосная активная нагрузка») также происходит рассогласование с той разницей, что НС не изменяет свой импеданс на частоте гармоники по сравнению с импедансом на основной частоте. Это приводит к известному расхождению результатов измерений относительного уровня гармоник при трактовых и полевых испытаниях. Чтобы оценить это расхождение или пересчитать результаты трактовых измерений в результаты полевых, необходимо знать частотные зависимости импедансов не только антенн (активных и реактивных составляющих), но и усилителей мощности передатчика [651]. Знание этих характеристик позволит исключить методическую погрешность, неизбежно возникающую при сравнении результатов измерений «в тракте» и «по полю».

Японскими исследователями экспериментально определено, что в метровом диапазоне (ЧМ передатчики для связи с подвижными объектами) мощности на частотах $f_0/2$, $2 f_0$ и $3 f_0$ в зависимости от работы передатчика на антенну или на активную нагрузку отличаются на +9 и —15 дБ, причем предполагается, что различие может достигать ± 20 дБ [652].

51. Примеры расчетов ЭМС, РЭС, описанные в гл. 6, носят искусственный характер. В примерах не учитываются все помеховые ситуации, возникающие в реальных условиях. В примере 6.2

близкое размещение антенн способствует возникновению взаимомодуляционных излучений с частотой

$$f_n = 2\,f_{0T1} - f_{0T2} = 2 \cdot 280 - 291 = 269 \text{ МГц},$$

находящейся в полосе пропускания входного тракта приемника, настроенного на 270 МГц. Мощность этих излучений может оказаться достаточной для блокирования полезного сигнала. Аналогично действовать может и вторая гармоника передатчика, работающего на частоте 130 МГц. В примере 6.6 передатчик ТВ (диапазон 470 — 890 МГц) при работе на частоте 525 МГц может создать второй гармоникой помеху приемнику системы TACAN на частоте основного канала 1050 МГц.

В примерах 6.8 — 6.10 рассматривается простейшая ситуация для возникновения помех в системе один передатчик—один приемник. Наиболее сложная ситуация в приведенных примерах это три передатчика—один приемник, каждый из которых работает на одной фиксированной частоте (пример 6.2). Более информативным был бы анализ ЭМС достаточно сложных радиосистем, например системы управления воздушным движением, в которой одновременно используются радиолокационные, радионавигационные и радиосвязные средства.

В дополнение к комментарию 18 целесообразно систематизировать перечень исходных данных для частотно-энергетического анализа ЭМС радиосистем и комплексов. Для первого этапа (ЧОП) должны быть известны следующие характеристики (номинальные значения):

А. Характеристики каждого приемника, подверженного влиянию помех:

— частота основного канала приема;

— частота комбинационных каналов, в том числе зеркального;

— полоса частот пропускания тракта основного усиления на уровне ослабления 3 дБ;

— полоса частот пропускания ВЧ тракта на уровне ослабления 80 дБ (B_{R80});

— диапазон перекрываемых частот (для диапазонных приемников) или сетка дискретных частот и соответственно частоты комбинационных каналов на каждой рабочей частоте, используемой в системе;

— частота тракта ПЧ;

— частота гетеродина для расчетов частот комбинационных каналов (а также излучений гетеродина) на этапе ДОП.

Б. Характеристики каждого передатчика как потенциального источника мешающих сигналов в полосе B_{R80} ВЧ тракта каждого i-го приемника:

— частота основного излучения;

— частоты гармоник;

— частоты комбинационных излучений;

— диапазон перекрываемых частот (для диапазонных передатчиков) или сетка дискретных частот и соответственно частоты гармоник и комбинационных излучений на каждой рабочей частоте, используемой в системе.

В. Характеристики группы передатчиков в полосе частот B_{R80} ВЧ тракта каждого приемника:

— сочетания частот двух и более передатчиков, определяющие взаимомодуляционные излучения 3-го порядка;

— сочетания частот двух и более передатчиков, определяющие интермодуляционные помехи (составляющие 2-го и 3-го порядков) в приемниках;

— аналогичные сочетания частот для диапазонных передатчиков на каждой рабочей частоте, используемой в системе.

При расчете значений частот следует учитывать принятый для системы временный регламент работы РЭС.

Для второго этапа (ЭОП) должны быть известны следующие характеристики.

А. Характеристики каждого приемника:

— чувствительность (реальная по заданному отношению сигнал/шум или пороговая);

— порог восприимчивости по основному каналу приема как допустимое на входе приемника отношение интенсивностей полезного и мешающего сигналов или мешающего сигнала и собственного шума приемника;

— порог восприимчивости по комбинационным каналам приема, в том числе по зеркальному;

— динамический диапазон по блокированию;

— динамический диапазон по перекрестной модуляции;

— динамический диапазон по интермодуляции;

— избирательность по соседнему каналу;

— избирательность амплитудная и временная при соответствующих методах приема (например, импульсных сигналов) и использовании специальных средств повышения помехозащищенности;

— диаграмма направленности антенны;

— коэффициенты усиления антенны в направлениях желательного и мешающего передатчиков для каждой пары передатчик — приемник; в ряде случаев характеристики вращения антенн;

— потери в АФУ;

— вид поляризации и потери на рассогласование поляризаций для каждой пары передатчик—приемник.

Б. Характеристики каждого передатчика в полосе частот тракта каждого i-го приемника:

— мощность основного излучения (плотность потока мощности);

— относительная мощность гармоник;

— относительная мощность комбинационных излучений;

— для диапазонных передатчиков относительные мощности гармоник и комбинационных излучений на каждой рабочей частоте, используемой в системе;

— относительная мощность взаимомодуляционных излучений;

— диаграмма направленности антенны;

— коэффициент усиления антенны в заданном направлении; в ряде случаев характеристики вращения антенны;

— потери в АФУ;

— вид поляризации;

— коэффициенты связи между антеннами передатчиков (для определения мощности взаимомодуляционных излучений);

— коэффициенты связи между антеннами передатчика, создающего помехи, и приемника, подверженного помехам (для каждой пары передатчик — приемник);

— потери на трассе передатчик — приемник в зависимости от минимально возможного расстояния между ними и условий распространения радиосигналов (для каждой пары передатчик — приемник).

Для третьего этапа (ДОП) должны быть известны следующие характеристики.

А. Характеристики каждого приемника:

— коэффициент прямоугольности тракта ПЧ как отношение полосы при ослаблении 60 дБ к полосе при ослаблении 3 дБ;

— характеристика односигнальной избирательности ВЧ тракта в функции частоты в пределах B_{R80} или по результатам ЭОП в более широких пределах;

— характеристика многосигнальной (двух- и трехсигнальной) избирательности в функции частоты в пределах B_{R80} или по результатам ЭОП в более широких пределах;

— значения порогов восприимчивости в зависимости от сочетания видов модуляции полезного и мешающего сигналов (например, индекса ЧМ или формы и длительности импульсов);

— интенсивность излучений гетеродина;

— нестабильность частоты гетеродина;

— частотная характеристика антенны в диапазоне, определяемом результатом ЧОП;

— шум антенны и шум космического пространства;

— общий уровень индустриальных радиопомех (для РЭС в промышленных районах);

— статистические значения (средние и дисперсии) основных энергетических характеристик используемых на этапе ЭОП;

Б. Характеристики каждого передатчика:

— ширина полосы излучения (контрольная полоса);

— характеристика убывания внеполосных излучений в функции частоты;

— характеристика шумовых излучений (убывание интенсивности в функции частоты);

— нестабильность частоты основного излучения;

— ширина полосы излучения гармоник (при наличии данных);

— статистические данные об изменении потерь при распространении радиоволн на трассе каждой пары передатчик — приемник с учетом замираний полезного и мешающего сигналов и изменения поляризации;

— статистические значения (средние и дисперсии) основных энергетических характеристик используемых на этапе ЭОП.

Перечисленные характеристики и последовательность их использования при расчетах могут корректироваться в зависимости от конкретных задач и ЭМО, в которой действуют РЭС.

В дополнение к источникам литературы [56—71], упоминаемым в комментариях к гл. 2, можно указать материалы по оценке действия помех и расчету ЭМС в системах космической радиосвязи [653 — 659], комплексах самолетного радиооборудования [660, 661] и наземных системах радиосвязи [662 — 672]. К общим вопросам ЭМС радиосистем можно отнести публикации [673 — 681].

Перечисленные характеристики РЭС, влияющие на ЭМС, относятся к воздействию МЭМП и в некоторой степени ВЭМП, создаваемых мешающими сигналами передатчиков. Для более полного анализа ВЭМП необходимо учитывать характеристики влияния индустриальных радиопомех, сведения о которых будут приведены в вып. 2 настоящего справочно-методического пособия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Князев А. Д.** О термине «электромагнитная совместимость». «Радиотехника», 1975, т. 30, № 5, с. 103—105.
2. **CCIR** XIII-th Plenary Assembly, Geneva, 1974. V. I—VII. Intern. Telecommun. Union, Geneva, 1974.
3. **Intern.** Electrical Commission. Technical Comm. 12. Radiocommun. Publ. 1965—1976.
4. **1970** IEEE Intern. Symp. EMC. Anaheim, California, 14—16 Jul. 1970.
5. **1971** IEEE Intern. EMC Symp. Record. Philadelfia, Pa, 13—15 Jul. 1971.
6. **1972** IEEE Intern. EMC Symp. Record. Arlington Heights, Illinois, 18—20 Jul. 1972.
7. **1973** IEEE Intern. EMC Symp. Record. New York, 20—22 Jun. 1973.
8. **1974** IEEE Intern. EMC Symp. Record. San-Francisco, California, 16—17 Jul. 1974.
9. **IEEE** EMC Symp. Record. San-Antonio, Tex., 7—9 Oct. 1975. N. Y. 1975.
10. **1971** IEEE Mountain-West EMC Conf. Record, Tucson / Sierra Vista, Arisona, 11—12 Nov. 1971.
11. **Commun.** 72 Conf., Brighton, England, Jun. 1972.
12. **EMC** 1975. 1-st Symp. and Techn. Exhibit. on EMC Montreux, 20—22 May 1975.
13. **Interfer.** Technol. Eng. Master (ITEM-75). Publ. and Ed. R. D. Goldblum. Plymouth.
14. **Interfer.** Technol. Eng. Master (ITEM-76). Publ. and Ed. R. D. Goldblum. Plymouth.
15. **Материалы** Международного Специального Комитета по радиопомехам (СИСПР). Т. I—IV. М., Ин-т СЭВ, 1969.
16. **Third** Wroclaw Symp. on Electromag. Compatibility. Wroclaw, 22—24 Sept. 1976.
17. **Симпозиум** по электромагнитной совместимости. М., апрель 1972. Тезисы докладов. МП НТОРЭС им. А. С. Попова.
18. **Всесоюзное** научно-техническое совещание по проблеме электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств различного назначения. М., 11—12 марта 1974 г. Тезисы докладов. ЦП и МП НТОРЭС им. А. С. Попова.
19. **Князев А. Д., Сапунов И. В.** О классификации электромагнитных помех. — «Радиотехника», 1976, т. 31, № 6, с. 106—109.
20. **Новые** буквенные обозначения. — «Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ», 1973, вып. 10, с. 135, 136.

21. **Политехнический** словарь. Гл. ред. акад. И. И. Артоболевский. М., «Сов. энциклопедия», 1976.
22. **Эксплуатация** радиотехнических комплексов. Под ред. А. И. Александрова. М., «Сов. радио», 1976.
23. **Чистяков Н. И., Сидоров В. М.** Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1974.
24. **Заварин Г. Д., Мартынов В. А., Федорцев Б. Ф.** Радиоприемные устройства. М., Воениздат, 1973.
25. **Сартасов Н. А., Едвабный В. М., Грибин В. В.** Коротковолновые магистральные радиоприемные устройства. М., «Связь», 1971.
26. **Защита** от помех. Под ред. М. В. Максимова. М., «Сов. радио», 1976.
27. **Виноградова А. А., Демусяк А. Г.** Международная стандартизация в области электротехники и радиоэлектроники. М., «Энергия», 1974.
28. **Rep.** CISPR. Study Groups. Period 1970—1973. Doc. 1/2-E, 20.1.72.
29. **Stumpers F. L.** The activities of CISPR during recent years and their impact society. См. [7, p. 5—10].
30. **Регламент** радиосвязи. Дополнительный регламент радиосвязи. Резолюции и рекомендации. Генеральный секретариат МСЭ. М., «Связь», 1975.
31. **Cowdell R. B.** Charting the way to compatibility. — «Frequency Technol.», 1969, № 9, p. 22—25, № 10, p. 21—23.
32. **Mohr R. J.** Controlling interference in microwave design. — «Microwaves», 1971, v. 10, № 11, p. 31, 33—37.
33. **Carl L. F.** National EMC standarts for message transmission. См. [4, p. 5—14].
34. **Paschetag E. W., Bodenheimer D. W.** A technique for magnetic field susceptibility testing. — In: IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, 17—19 Jun. 1969, p. 257—262.
35. **Sachs H. M.** A new specification for controlling interference in navy weapons systems. См. [6, p. 56—59].
36. **Dorband A. E.** High level E-field susceptibility measurements problems and techniques. См. [6, p. 66—71].
37. **Sachs H. M.** Developing tailored EMI systems specifications. См. [12, p. 105—109].
38. **Jaeger D.** Application of MIL-Std-461, 462, 463 as a general EMC specification for equipment. См. [12, p. 162—165].
39. **Heimly T., Ostensen A.** Electromagnetic interference in ship installations determined by measurements. См. [12, p. 457—462].
40. **Lambdin W. S.** Some recent trends in EMC tests and measurements. — «Microwave J.», 1975, v. 18, № 3, p. 49—51.
41. **Huey R. M.** Electromagnetic compatibility and the Australian scene. — «Proc. IREE Austral.», 1970, v. 31, № 8.
42. **Shearman I. H.** Measuring methods and standards for electromagnetic compatibility. См. [41].

43. **Military** EMC specifications (публикация фирмы Electro-Metrics). См. [14, p. 128—129].
44. **Общесоюзные** нормы на уровни побочных излучений радиопередатчиков всех категорий и назначений (гражданских образцов). ГКРЧ. М., «Связь», 1972.
45 **Общесоюзные** нормы допускаемых индустриальных радиопомех (Нормы 1-72—9-72). ГКРЧ. М., «Связь», 1973.
46. **Общесоюзные** нормы на ширину полосы частот и внеполосные спектры излучений радиопередающих устройств гражданского назначения. ГКРЧ. М., «Связь», 1974.
47. **Общесоюзные** нормы помехозащищенности приемных устройств радиовещания и телевидения от индустриальных радиопомех. Допускаемые величины. Методы испытаний. ГКРЧ. М., «Связь», 1974.
48. **Радиостанции** народнохозяйственной низовой УКВ связи с частотной и фазовой модуляцией. Основные электрические параметры. Методы измерений. ГОСТ 12252—66.
49 **Приемники** и радиолы радиовещательные. Методы электрических и акустических испытаний. ГОСТ 9783—71.
50 **Радиостанции** (приемопередатчики) низовой КВ радиотелефонной связи с однополосной модуляцией класса A3J. ГОСТ 13260—67.
51. **Радиопомехи** индустриальные от устройств с двигателями внутреннего сгорания. Нормы и методы измерений. ГОСТ 17822—72.
52. **Радиоприемные** устройства магистральной КВ связи. ГОСТ 14663—76.
53. **Аронов А. Б.** Некоторые вопросы нормирования побочных излучений радиопередатчиков гражданских образцов. См. [17, с. 25].
54. **Абрамсон Ю. М.** О ведении новых общесоюзных норм допускаемых индустриальных радиопомех для основных групп электроустройства общего назначения, переработанных применительно к измерителям помех по ГОСТ 11001—69. См. [17, с. 32—35].
55 **Гатова А. Б., Фастовский И. М.** О новых стандартах в области радиопомех. — «Вестник связи», 1973, № 10, с. 18—19.
56. **Huenemann R. G.** Computer test equipment seen an key EMC tool. — «Commun. Desir. Dig.», 1969, v. 3, № 2, p. 32—34.
57. **Смольянинов А. В.** О математическом обеспечении решения задач ЭМС на ЦВМ. См. [18, с. 14—15].
58. **Hoehn.** Evalution model for interference prediction. См. [10, p. 46—63].
59. **Bode T. J.** The evolution of automated system for EMC analysis. См. [4, p. 144—153].
60. **Lloyd L. H.** Electromagnetic environment multitabulator. См. [6, p. 252—257].
61. **Lustgarten M. N., Hughes D. J.** Co-site analysis model (COSAM) validation. См. [6, p. 258—262].
62. **Becker R. J.** Computer analysis copes with radio network interference. — «Microwaves», 1972, v. 11, № 8, p. 9.

63. **Гемборыс Л., Думаня Э.** Расчет помех в сети радиорелейных линий. См. [16, с. 29—33].

64. **Howell W. M., Klukis M. K.** Computer simulation, a tool for digital receiver investigations. См. [6, p. 111—116].

65. **Greene K. H.** An approach to impulsive noise due to adjacent channel interference. — In: IEEE Intern. Conf. Communs., San-Francisco, 1970, v. 1—2, p. 10/29—10/34.

66. **1969** IEEE Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Georgia, p. 271—286.

67. **Ellison R. W.** Earth resources experiment package electromagnetic compatibility with Apollo application program (AAP). См. [4, p. 356—364].

68. **Kampinsky A.** ATS-6 spacecraft: An EMC Challenge. См. [12, p. 52—57].

69. **Пейчев Г. И., Христов Д. А.** Аналитическое определение зоны радиовидимости с произвольного передающего пункта. См. [16, Late papers (Дополн. том), с. 38—42].

70. **Пейчев Г. И., Христов Д. А.** Модель оптимизации распределения мощностей в системе радиовещательных станций. См. [16, Late papers (Дополн. том), с. 43—48].

71. **Мартынов Б. А.** Об одном методе назначения частот в комплексе радиосредств. См. [18, с. 15—16].

72. **Siegel M. D.** Aircraft antenna-coupled interference analysis. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, 17—19 Jun. 1969, N. J., p. 85—90.

73. **Siegel M. D.** Aircraft antenna coupled interference analysis. — In: Proc. Nat. Aerospace Electron Conf. Dayton, Ohio, 1969, p. 535—540.

74. **Bartman H. M., Garder K., Baseley D. F.** Intra vehicle antenna isolation prediction demonstration. См. [6, p. 154].

75. **Gee S., Miller E. K., Poggio A. J.** e. a. Computer techniques for electromagnetic scattering and radiation analysis. См. [5, p. 122—131].

76. **Morris M. M.** A new look at the EMC problems. — In: 1969, IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, 17—19 Jun. 1969, N. J., p. 325—330.

77. **Бибичкова Р. П., Ли За Сон.** Анализ помех взаимной модуляции и выбор частот для спутниковой системы связи с частотным разделением каналов. — В кн.: Труды ЦНИИМФ. Судовожд. и связь», вып. 173. Л., «Транспорт», 1973, с. 82—93.

78. **Бабанов Ю. Н., Орлов И. Я., Лебедев Ю. П., Якунин Н. С.** О частотной избирательности полупроводникового смесителя в широком диапазоне мощностей входного сигнала. См. [18, с. 42—43].

79. **Audone B.** Graphical harmonic analysis. — «IEEE Trans.», 1973, v. EMC-15, № 2, p. 72—74.

80. **Cowdell R. B.** Impedance call the tune in filter design. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, 17—19 Jun. 1969, N. J., p. 236—244.

81. **Mouw R. B., Fukuchi.** Broadband double balanced mixer/modulators. — «Microwave J.», 1969, v. 12, № 3, p. 131—134, № 5, p. 71—76.

82. **Смирнова Л. А., Нефедова Т. Д.** Программа для расчетов электрических фильтров на ЭВМ. — «Сб. науч. трудов ЦНИИС», 1976, № 1.

83. **Мелешков Г. А., Пришлин В. И.** Алгоритм частотного анализа ЭМС большого числа РЭС. Моск. науч.-техн. конф. НТОРЭС им. А. С. Попова. 1975. Аннотации и тезисы докладов. Сб. 1, с. 14—15.

84. **Beniguel J., Mounot M.** Use of the computer to calculate the co-ordination areas of an earth station. — «Telecomm. J.», 1975, v. 42, № 7, p. 419—424.

85. **Frasier R. A.** Compatibility and frequency selection problem. — «IEEE Trans.», 1975, v. EMC-17, № 4, p. 248—254.

86 **Dodson C. E.** e. a. Computer prediction of field strength in the plaining of radio systems. — «IEEE Trans.», 1975, v. VT-24, № 1, p. 1—8.

87. **McKay H. D.** Computer controlled EMC measurement and simulation systems. — In: 1969 IEEE Southeastern EMC Symp. Rec., N. J., p. 123—134.

88. **Spagon J. A.** Computer aided EMC analysis for electronic systems. См. [13, p. 80—83].

89. **White D., Zorn J.** EMC design synthesis using programmab calculators and minicomputers. См. [14, p. 90—91].

90. **Prediction,** analysis and design control of EMI using HP-65 EMC magnetic cards. См. [13, p. 84—85].

91. **IEEE** Intern. Conv. Dig., 1970, N. J., p. 194—195.

92. **Использование** радиоспектра. Пер. с англ. Под ред. М. С. Гуревича. М., «Связь», 1969.

93. **The International** Frequency List., v. I—IV, Geneva, 1975.

94. **Menzel W.** Das Freguenzanmeldeverfahren für den Kurzwellen.— «Z. Post und Fernmeldew», 1972, B. 24, № 16, S. 600—610.

95 **Хардман Л.** Распределение частот электромагнитного спектра в условиях напряженного трафика. — «Электроника», 1972, т. 45, № 20, с. 30—58.

96 **Toia M. J., Tranavith W. V.** New trends in managing the radio spectrum. См. [6, p. 1—4].

97. **Cohn S. I.** Spectrum management support programm — an overview. См. [6, p. 26—31].

98. **Schultz L. D., Spaulding A. D., Barghausen A. F.** Radio spectrum occupancy — signals and noise. См. [6, p. 42—49].

99. **Zoellner J. A.** Review of project activities. См. [4, p. 138—143].

100. **Dowling D.** The development and use of an a priori environment data base for EMC analysis. См. [6, p. 230—234].

101. **Pepe P. A.** Development and use of a data base containing mobile communications electronics equipment. См. [6, p. 235—238].

102 **Scott J. B.** Past, pressent and future trends in data base automation at ECAC. См. [6, p. 239—244].

103. **Kimball H. G.** Techniques for assessing the spectrum impact of future systems. См. [6, p. 245—251].

104. **Kimball H. G.** EMC engineering analysis modeling at ECAC. См. [4, p. 154—159].

105. **Fuhzmann W. F., Scott J. B.** The ECAC information utility. См. [4, p. 127—137].

106. **Skomal E. N.** Analysis of ariborne VHE/UHF incidental noise over metropolitan areas. — «IEEE Trans.», v. EMC-11, 1969, № 2, p. 76—83.

107. **Zamites C. J., Hurlbut K. H.** Measurements of interference levels in the UHF band from aircraft altitudes. — «IEEE Trans.», v. EMC-12, 1970, № 3, p. 88—96.

108. **Skomal E. N.** The conversion of area distributed incidental radio noise envelope distribution functions by radio propagation processes. — «IEEE Trans.», v. EMC-12, 1970, № 3, p. 83—88.

109. **Skomal E. N.** The range and frequency dependence of VHF—UHF man-made radio hoise in and above metropolitan areas. — «IEEE Trans.», 1970, v. VT-19, № 2, p. 213—221.

110. **Report.** Additive radio noise between 1 and 100 GHz. CCIR. Stury Groups. Period 1970—1973. Doc. 1/3*-E, 29.II.71.

111. **Skomal E. N.** Recent extensions of composite incidental man-made radio noise data and their relevance to the hypothesis of the noise envelope statistic transformation. См. [5, p. 221—237].

112. **Skomal E. N.** Distribution and frequency dependence of incidental man-made HF/VHF noise in metropolitan areas. — «IEEE Trans.», 1969, v. EMC-11, № 2, p. 66—75.

113. **Struzak R.** Electromagnetic compatibility: urban electromagnetic environment, facts, models trends. См. [12, p. 88—92].

114. **Spaulding A. D.** Amplitude and time statistics of urban-made noise. — In: IEEE Intern. Conf. Communications, 1971 Conf. Rec., p. 37-8—37-13.

115. **JTAC** (Joint Technical Advisory Committee) of the IEEE and EIA. — «IEEE Spectrum engineering — the key to progress», 1968, New York.

116. **Middleton D.** Statical-physical models of urban radio noise environments. — «IEEE Trans.», 1972, v. EMC-14, № 2, p. 38—56.

117. **Vincent W. R., Dayharsh.** Observations of man-made noise and RFI in urban and suburban areas. См. [10, p. 183—189].

118. **Rymarowicz Z.** Noise propagation in urban areas in medium and short wave range. См. [12, p. 281—283].

119. **Fyfe D. F., Lyons G. E.** Case studies of interference and noise sources in the HF band. — «Proc. IRE Austral.», 1970, v. 31, № 8, p. 261—269.

120. **Калиничев Б. П.** О распределении амплитуд атмосферных помех. — «Электросвязь», 1968, № 2.

121. **Use** of atmospheric radio-noise data. Recommendation 372. См. [2, v. II, section 6D].

122. **Иванцевич Н. В., Никитенко Ю. И.** К оценке помехоустойчивости радиолиний при воздействии атмосферных помех. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1969, вып. 16.

123. **Быков В. И., Никитенко Ю. И.** Судовые радионавигационные устройства. М., «Связь», 1976 (См. раздел об атмосферных помехах).

124. **Gupta S. N.** Correlation between atmospheric radio noise burst amplitudes with different bandwidths. — «IEEE Trans.», v. EMC-13, 1971, № 1, p. 19—21.

125. **Gupta S. N.** Distribution of peaks in atmospheric radio noise. — «IEEE Trans.», v. EMC-15, 1973, № 3, p. 100—103.

126. **Report** 322. См. [2, v. II, section 6D].

127. **Рубцов В. Д.** Распределение мгновенных значений атмосферного шума при узкополосном приеме. — «Радиотехника и электроника», 1975, т. 20, № 10.

128. **Тучков Л. Т.** Естественные шумовые излучения в радиоканалах. М., «Сов. радио», 1973.

129. **Модель** импульсных атмосферных помех в диапазоне КВ. — «Зарубеж. техн. связи. Сер. Радиосвязь, радиовещ. и телевид.», 1975, вып. 11.

130. **Gupta S. N.** Atmospheric radio noise. См. [10, p. 177—182].

131. **Turesin V. M.** Electromagnetic compatibility guide for design engineers. — «IEEE Trans.», v. EMC-9, 1967, № 3, p. 139—145.

132. **Duff W. G.** Intersystem EMI reduction and analysis. См. [7, p. 177—181].

133. **Foxcraft.** Radio interference problems in the civil aviation environment. — «Proc. IREE Austral.», 1971, v. 32, № 11, p. 417—422.

134. **Lustgarten M. N.** COSAM (Co-site analysis model). См. [4, p. 394—406].

135. **Lustgarten M. N., Hughes D. J.** Co-site analysis model (COSAM) validation. См. [6, p. 258—262].

136. **Маклаков Е. Б.** Об электромагнитной совместимости КВ радиостанций с радиоэлектронными средствами самолета. — «Учен. записки ГГУ. Сер. радиофизическая», 1974, вып. 171, с. 69—71.

137. **Круглов В. П.** Об электромагнитной обстановке на самолетах. — «Учен. записки ГГУ. Сер. радиофизическая», 1973, вып. 170, с. 19—22.

138. **Перепеч И. И., Георгиевский В. Г., Могилевский М. Г.** Вопросы электромагнитной совместимости некоторых радиоэлектронных средств на самолете. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1974, вып. 13, с. 3—17.

139. **Кривов А. М., Шарков Е. П.** К вопросу определения частотного мешающего действия взаимных помех в бортовом комплексе радиоаппаратуры. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1975, вып. 10.

140. **McBrayer P. R., Lockie D.** The F-15 air superiority fighter electromagnetic compatibility program. См. [8, p. 211—214].

141. **Schulz R. B.** An analytical approach to quantifying EMC in system effectiveness. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., 17—19 June 1969, N. J., p. 143—154.

142. **Environmental** conditions and test procedures for airborne electronic / electrical equipment and instruments; 6/27/1968. «Radio Technical Commission for Aeronauties (RTCA) Standards», Do-138 (USA).

143. **Minimum** operational characteristics — airborne VHF communication systems: 10/10/1968. «Radio Technical Commission for Aeronauties (RTCA) Standards», DO-139 (USA).

144. **Lyon J., Digenis C., Parker W.** Interference reduction methods for antennas on aerospace vehicles. — In: 1967 IEEE EMC Symp. Rec., July 1967, Washington, p. 82—95.

145. **Koeritz W., Robson C. A.** A system and environment EMC control program for the airtrans automated ground transportation system. См. [12, p. 443—451].

146. **Горлов И. М.** Исследование вопросов электромагнитной совместимости радиотехнической аппаратуры в процессе проектирования. Депонированная рукопись.

147. **Kadar I.** An Analysis of helicopter rotor modulation interference. — «IEEE Trans.», 1973, v. AES-9, № 3, p. 434—441.

148. **Маклаков Е. Б.** О характеристиках ЭМС радиоприемников. — «Учен. записки ГГУ. Сер. радиофизическая», 1973, вып. 170, с. 32—35.

149. **Hanover C. J.** EMC assurance tests for airborne systems controls in an rf-pollution environment. См. [12, p. 191—196].

150. **Rubin J., Tognola E. T.** Automatic testing of avionic systems for EMC. См. [12, p. 83—87].

151. **Perini J.** Experimental measurement of fields excited inside the fuselage of an aircraft. См. [12, p. 239—244].

152. **Wilkinson W. S.** A survey of past, present and possible future systems for the transmission of signals from the EMC view point. См. [12, p. 323—328].

153. **Margulies A.** EMC design for a complex airborne system. См. [4, p. 463—466].

154. **Wankowich S.** Electromagnetic compatibility on sea-going ships. См. [16, p. 168—175].

155. **Ли За Сон.** Помехи взаимной модуляции в системах УКВ связи. — В кн.: Труды ЦНИИМФ. Судовожд. и связь». Вып. 124. Л., «Транспорт», 1970.

156. **McEachen.** Topside EM environment analysis in designing the DD-963 class ship. См. [6, p. 155—162].

157. **Garret R. T.** Radio interference in naval electronic systems. — «Proc. IREE Austral.», 1970, v. 31, p. 256—261.

158. **Правила** по конвекционному оборудованию морских судов. Регистр СССР. Л., «Транспорт», 1970.

159. **Григорьев А. Г., Матисен А. И., Патрин В. С.** Защита радиоприема на судах от помех. Л., «Судостроение», 1973.

160. **Ли За Сон.** Помехи судовому УКВ приемнику от портативной УКВ радиостанции, работающей на борту судна. — В кн.: Труды ЦНИИМФ. Судовожд. и связь. Вып. 167. Л., «Транспорт», 1973, с. 97—100.

161. **Taylor R. E.** EMI survey for maritime satellite, L-band, shipboard. См. [12, p. 381—387].

162. **Miles R. G., Devor N. C.** Application of a wiring plan to control electromagnetic interference on the C-5 aircraft. — In: 1969 IEEE Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Georgia, p. 66—80.

163. **Electromagnetic** compatibility. Principles and practices. — In: NASA. Apollo programm, Washington (1965 предположит.).

164. **Hirsch S. R.** RF current induced in an ordnance circuit. — «IEEE Trans.», v. EMC-7, 1965, № 1, p. 15—29.

165. **BAC** electromagnetic compatibility testing facilities for satellites. — «Mach. and Prod. Eng.», 1975, v. 127, № 3274, p. 231 (England).

166. **Harris G.** Conductive EMI; responsibility and control. — «Frequency technology», 1969, v. 7, № 2, p. 22—25.

167. **Князев А. Д., Пчелкин В. Ф.** Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1971.

168. **Бабанов Ю. Н., Силин А. В.** Проблема взаимных помех при совместной работе радиосистем. Учеб. пособие. ГГУ, 1975.

169. **Schulz R. B.** A rational basis for determining the EMC copability of a system. См. [7, p. 315—322].

170. **Cordts D.** The coming shake-up in telecommunicating. — «Fortune», 1970, v. 81, № 4, p. 69—71, 158, 163, 164.

171. **«Electronic Trends»,** E35, Communication Eguipment, 1974, 2. XII. См также «Радиоэлектроника за рубежом», 1975, № 13, с. 38.

172. **Гунлах.** Проблемы развития радиосвязи частного пользования. — «Электроника», 1976, № 5, с. 20—32.

173. **Die K. T.** Entwicklungstendenzen der Sprechfunktechnik. — «Funkschau», 1975, B 47, № 10, S. 47—49.

174. **«Post** Office Electronic Eng. J.», 1972, v. 64, Pt. 4, p. 238—244.

175. **«Post** Radiotechn.» (ПНР), 1971, R. 17, № 73, S. 23, 24.

176. **Радиопомехи** и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Распределение и использование радиочастот. — В кн.: Радиоэлектроника в 1972 г. М., НИИЭИР, 1973, т. 1. Обзор по матер. иностр. печати.

177. **Electronic** Market. Data book, 1972, p. 1—107.

178. **Décalages** entre porteuses pour la télévisionen endes décimétriques. — «Revue de L'U.E.R.», April 1971, № 126A, p. 89—90.

179. **King R. W.** VHF field strength prediction by computer. — In: Intern. Broadcast Convent., London, 1974, p. 127—133.

180. **Dorband A. E.** High level E-field susceptibility measurement problems and techniques. См. [6, p. 66—71].

181. **Лютов С. А.** Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними. Изд. 3-е. М.—Л., «Госэнергоиздат», 1952.

182. **Лютов С. А., Гусев Г. П.** Подавление индустриальных помех. М., «Связьиздат», 1960.

183. **Limits** and methods of measurement of radio interference characterics of ignition systems of motor vehicles and other divices. CISPR. Publication 12 (1975).

184. **CISPR.** Publication 7B (1975). Second supplement to CISPR. Publication 7 (1969).

185. **CISPR.** Publication 8B (1975). Second supplement to CISPR. Publication 8 (1969).

186. **Radio** noise generated by motor vehicles, and affecting mobile communications receivers in the frequency range 25 to 1000 MHZ, measurement of. IEEE Standards 263—1965.

187. **Bauer F.** Efforts of SAE, IEEE and CISPR to control radio spectrum pollution from motor vehicles. См. [7, p. 108—126].

188. **Report** 358-1. См. [2].

189. **Waldron J. M.** Vehicle generated electromagnetic interference. — «Proc. IREE Austral.», 1970, v. 31, № 8, p. 279—283.

190. **Певницкий В. П., Ермаков Н. И.** Стохастическая модель и характеристики радиопомех от потока машин на трассах подвижных служб. См. [16, с. 339—349].

191. **Ващенко Н. М.** Некоторые вопросы статистических исследований радиопомех в каналах УКВ связи. — В кн.: Вопросы электросвязи. Киев, «Техника», 1972.

192. **Ващенко Н. М., Мясковский Г. М.** Вопросы прогнозирования радиопомех на автомобильных магистралях. — В кн.: Вопросы электросвязи. Киев, «Техника», 1973.

193. **Мясковский Г. М., Ващенко Н. М., Кириченко В. И.** Оценка электромагнитной обстановки в зоне действия наземной подвижной радиосвязи. См. [16, с. 137—143].

194. **Сухомлин К. Б., Рубинштейн Г. Р., Аснин Л. М.** Результаты исследования радиопомех применительно к условиям радиосвязи наземных подвижных радиотелефонных служб. См. [16, с. 350—359].

195. **Schulz R. B.** A rational basis for determination the EMC capability of a system. — «IEEE Trans.», 1974, v. EMC-16, № 2, p. 109—114.

196. **Oranc H. S.** Ignition noise measurements in the VHF/UHF bands. — «IEEE Trans.», 1975, v. EMC-17, № 2, p. 54—64.

197. **Программа** комплексной стандартизации (ПКС) СЭВ РС 135468.

198. **Grey P. D.** Mobile radiotelephone systems immunity to radio frequency interference. См. [12, p. 14—18].

199. **Леонов В. А., Илькаев Г. И., Абрамсон Ю. М.** Некоторые вопросы нормирования индустриальных радиопомех в СССР. См. [16, с. 378—386].

200. **Hzu H. P.** Quasi-peak and peak ignition noise measurements and degradation effects of ignition noise on communication system. См. [12, p. 177—181].

201. **De Jong A.** A simplified method for the measurement of a motorvehicle's interference level. См. [16, p. 63—71].

202. **Report** on the correlation between horisontal and vertical polarization for varions vehicles. CISPR/D (Jap.) 1.

203. **Colavito C., Rocci R., Soba M.** I distribri di accensione degli autoveicoli alle crequenze radio. — «Telecomminicazione», 1970, № 35, p. 27—24 (итал.).

204. **Rosa A. J.** HF and VHF automobile ignition measurements. — In: 1970 IEEE Reg. EMC Symp. Rec., San Antonio, Tex., 1970, N. Y., p. 11-E/1—11-E/7.

205. **Egidi C., Galliano P. G., Nano E.** Measurement of HF and VHF ignition noise of real traffic. См. [12, p. 519—524].

206. **Schlick D. C., Hzu H. P.** Effect of distibutor gap on radiated ignition interference. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., June 1969, N. J., p. 319—324.

207. **Ващенко Н. М., Мясковский Г. М. и др.** Оценка объема статистической выборки. — «Метрология», 1970, № 3.

208. **Ващенко Н. М., Мясковский Г. М.** Структура импульсных радиопомех. В кн.: Многоканальная связь. Киев, «Техника», 1976, с. 42—45.

209. **Абрамсон Ю. М.** Индустриальные радиопомехи в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн. См. [18, стр. 73, 74].

210. **Doty A. C.** A progress report on the Detroit Electromagnetic survey. См. [5, p. 105—117].

211. **Babcock L. F., Coe R. L.** Measurement of rocket engine spark gap ignition EMC. — «IEEE Trans.», 1971, v. EMC-13, № 2, p. 70—72.

212. **Паянский Ю. М., Абрамсон Ю. М., Сенчило А. Я.** Об измерениях радиопомех при выборе площадок для земных станций космической связи. См. [17, с. 29, 30].

213. **Рекомендации** по выбору площадок для земных станций систем спутниковой связи. М., Мин-во связи, 1969.

214. **Dolan J. L.** EMC in radio astronomy. См. [4, p. 365—375].

215. **Осипов В. А.** Снижение радиопомех, создаваемых электрооборудованием транспортных средств с двигателями внутреннего сгорания. См. [17, с. 40—42].

216. **Кафиева К. Я.** Помехи от короны на проводах линий электропередачи. М., Госэнергоиздат, 1963.

217. **Журавлев Э. Н.** Радиопомехи от коронирования линий электропередачи. М., «Энергия», 1971.

218. **Руководящие** указания по учету потерь на корону и помех от короны при выборе проводов воздушных ЛЭП переменного тока 330—750 кВ и постоянного тока 800—1500 кВ. М., «СЦНТИ», 1975.

219. **Chartier V. L., Shankle D. F., Kolcio N.** The apple grove 750-kV project-statistical analysis of radio influence and corona loss performance of conductor at 775-kv. — «IEEE Trans.», 1970, v. PAS-89, May/June.

220. **Crark C. F., Loftness M. O.** Some observation of foul weather EHV television interference. — «IEEE Trans.», 1970, v. PAS-89, Jul., p. 1157—1168.

221. **Loftness M. O.** The power line as a TVI source UHF detection. См. [5, p. 100—104].

222. **Kohoutova D., Vokalek J.** Interference level of insulator strings and its influence on the total interference level of EHV power lines. См. [12, p. 110—113].

223. **Harvey J. L.** Radio frequency interference from electric power systems. — «Proc. IREE Austral.», 1970, v. 31, № 8, p. 269—275.

224. **Robertson E.** Some examples of power line interference and suggested remedial measerements. — «Proc. IREE Austral.», 1971, v. 32, № 11, p. 396—404.

225. **German J. R.** The properties of the radiation below 1 GHz from gap-type electrical discharges on electrical power distribution lines. — «1969 IEEE EMC Symp. Rec.», p. 35—42.

226. **Pakola W. E., Taylor E. R., Harrold R. T.** Radio noise measurements on high voltage lines from 2,4 to 345 kV. — In: 1968 IEEE Symp. Rec., p. 96—107.

227. **Тимашева Л. В.** Методы и способы борьбы с индустриальными радиопомехами. См. [17, с. 35—37].

228. **Абрамсон Ю. М., Капитонов В. В.** Электромагнитная обстановка на трассах линий электропередач и нормы для защиты радиоприема в полосе частот от 0,15 до 1000 МГц. См. [16, с. 368—377].

229. **Bolton E. C.** Man-made noise study at 76 and 200 kHz. — «IEEE Trans.», 1976, v. EMC-18, № 3, p. 93—96.

230. **Holownia J.** A state space analysis example of transient noise generation in electrical circuits. — «IEEE Trans.», 1976, v. EMC-18, № 3, p. 97—105.

231. **Когоутова Д., Вокалек Я.** Радиопомехи от распределительных подстанций с напряжением 110—400 кВ. См. [16, с. 129—136].

232. **Захар-Иткин М. Х.** Схема замещения коронного разряда на проводах и расчет радиопомех от линий электропередачи. См. [18, с. 62, 63].

233. **Захар-Иткин М. Х.** Метод расчета вч помех на проводах коронирующих линий электропередачи. — «Электричество», 1971, № 7.

234. **Jnette G. W., Zaffanella.** Predetermination of radio noise, andible noise and corona loss of EHV and UHV transmission lines under rain based on gase tests. — «IEEE Trans.», 1970, v. PAS-89, Jul./Aug., p. 1168—1174.

235. **Takeshita S.** Scattering of VHF and UHF radio waves from EHV power transmission lines. См. [4, p. 217—227].

236. **Stadelhofen J. M.** A nomogram for the estimation of radio interference produced by the conductors of high voltage lines. См. [12, p. 413—414].

237. **Chartier V. L.** Designing overhead power lines to be compatible with electromagnetic environment. См. [5, p. 83—91].

238. **Malack J. A.** Power line conducted interference measurement differences using U.S. and CISPR line impedance stabilization networks. — «IEEE Trans.», 1975, v. EMC-17, № 2, p. 50—53.

239. **Калюжный В. Ф.** Экранирующее действие соседних проводов ЛЭП при опасном влиянии на линии связи. — «Электросвязь», 1968, № 6.

240. **De Witt J. H.** A new way to detect sources of power line interference. — «IEEE Trans.», 1970, v. BC-16, № 1, p. 5—8.

241. **Раввин Б. Ц., Руцко И. Л.** Портативное устройство для обнаружения разрядов от ЛЭП 0,4—36 кВ. См. [17, с. 37—39].

242. **Matheson R. J.** Instrumentation problems encountered making man-made electromagnetic noise measurements for predicting communication system performance. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 4, p. 151—158.

243. **Instrumentations** for testing EMC emissions FSS-250 automated EMC system (Electrometrics). См. [13, p. 96a, 96b].

244. **Cortina R., Demichelis, Serravalli.** A new type of 500 kHz measuring instrument for long-term recording of radio interference from electrical power lines. См. [12, p. 229—234].

245. **CISPR.** E/Sec/, IEC. CISPR Manual, 1974.

246. **Electrical-electronic** system compatibility and interference control requirements for aeronautical weapon systems. Associated sybsystems and airscraft. MIL-E—6051C, 17 June 1960. In: Handbook on RFI, v. 4, Frederic Research Corporation, USA, 1962.

247. MIL—E—6051D, 7 Sept. 1967. Electromagnetic compatibility requirements, systems. USA.

248. **3G100.** Specification for general requirements for equipment in aircraft. — «British standarts institution (BSI)», 1972.

249. **Electramagnetic** compatibility specification for airborne equipment (Test methods and limits). UNAVIA, May, 1974. (Турин, Италия).

250. **Каррен.** Недостатки нормалей на ЭМС бортовой аппаратуры. — «Электроника», 1968, т. 41, № 19.

251. **Кербер Л. Л.** Электромагнитная совместимость оборудования. — «Авиация и космонавтика», 1970, № 6.

252. **Кербер Л. Л.** Компоновка оборудования на самолетах. (Раздел «ЭМС самолетного оборудования»). М., «Машиностроение», 1976.

253. **Babcock L. F.** Direct graphical determination of optimum shielding and suppression. — «IEEE Trans.», 1969, v. EMC-11, № 1, p. 9—14.

254. **Tornau F.** VEM-handbuch electrische Störbeein-flussung in Automatisierungs und datenverarbeitungsaubagen. Berlin, VEB, Verl. Techn., 1973.

255. **Stumpers F.** International cooperation in the suppression of radio interference the work of CISPR. — «Proc. IREE Austral.», 1971, № 2.

256. **Holownia J.** Observation concerning networks and radio noise voltage measurements performed with the use of methods recommended by CISPR. См. [12, p. 422—425].

257. **Радиопомехи** индустриальные. Термины и определения. ГОСТ 14777—76.

258. **Mertel H., Mills A. H.** Aircraft power systems vs. EMC requirements. См. [5, p. 254—256].

259. **Bull D. A., Jackson G. A.** Interference survey in millitary transport aircraft. См. [12, p. 351—356].

260. **Wahlgren B. L., Gustafsson N. G.** Crosstalk analysis and design rules for wiring installation in the SAAB 37. Viggen aircraft. См. [12, p. 314—316].

261. **Moser J. R., Garner D.** An approach to power transition testing. См. [5, p. 206—209].

262. **Keiser B. E.** ATS-6 spacecraft surface treatment for the control of electrical discharge. — «IEEE Trans.», 1975, v. EMC-17, № 4, p. 226—233.

263. **De Jarnette H. M., De Mattia H. J.** Electromagnetic interference considerations for shipboard electronic systems. — «Naval Engineers J.», Jun. 1966.

264. **Showers R., Harber F., Dolle K.** Statistical methods in setting conducted interference limits. См. [5, p. 36—41].

265. **Kunkel G. M.** Statistical evaluation of launch complex ground system. См. [6, p. 305—309].

266. **Keith R. M., Singeton B. N.** Electromagnetic compatibility tests on the minuteman weapon system. — «IEEE Trans.», 1966, v. EMC-8, № 1.

267. **Audone B., Bolla L.** EMC requirments for airborne digital data transmission system. См. [12, p. 1—6].

268. **Van Kauren E., Hendrickson R., Magyarics R.** Circuit failure threshold due to transient unduced stress. См. [12, p. 500—505].

269. **Audone B., Bolla L.** Characterization of transient interference sygnals. См. [16, p. 34—40].

270. **De Micheli S., Giachino G.** Mains-conducted interference classification and generation system. См. [5, p. 30—35].

271. **Naito H., Shah A.** Influence of transient EM disturbances on digital electronic systems. См. [12, p. 438—442].

272. **Векслер Г. С.** и др. Переходные процессы в цепи питания. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 8, с. 72—75.

273. **Hnatek E. R., Johnson A. K.** Designing electromagnetic compatibility into DC/DC convertors and switching regulators. См. [5, p. 305—315].

274. **Hnatek E. R.** Cut noise in switching regulators. — «Electronic Des.», 1971, Oct. 28.

275. **Hnatek E. R., Johnson A. K.** Switching regulator interference control and analysis. См. [6, p. 291—295].

276. **Cacace R.** Interference suppression design of switching circuits utilizing slewing rates. См. [6, p. 86—93].

277. **Toler J. C.** Electromagnetic environment in maior medical facilietes. См. [12, p. 535—539].

278. **Kall A. R.** Compatibility of medical electronic instrumentation with the EMI environment in hospitals. См. [7, p. 41].

279. **Kurvely A.** Some EMC problem in hospitals. См. [12, p. 255].

280. **Гурвич И. С.** Защита ЭВМ от внешних помех. М., «Энергия», 1975.

281. **Помехи** в цифровой технике. Материалы науч.-техн. конф. Вильнюс, Лит. респ. правление НТО приборострoит. пром-сти, 1969.

282. **Помехи** в цифровой технике — 71. Тезисы докл. науч.-техн. конф. Вильнюс, 1971 (Лит. респ. правление НТО приборострoит. пром-ти).

283. **Помехи** в цифровой технике — 74. Тезисы докл. науч.-техн. конф. Вильнюс, 1974 (Центр. и Лит. правление НТО приборострoит. пром-ти им. С. И. Вавилова).

284. **Иванов Л. В.** Влияние обратных проводов на помехи в линиях связи с ЭВМ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ», 1974, вып. 7.

285. **Иванов Л. В., Колосов В. А.** Помехи на проводах питания ЭВМ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ», 1974, вып. 8, с. 102—121.

286. **Rode R.** EMC aspects in digital data transmission. См. [12, p. 166—170].

287. **Sauer W., Statt S.** Computers, their problems, and a measuring method for conducted interference produced by a computer system. См. [12, p. 415—417].

288. **Бомштейн Б. Д., Киселев Л. К., Моргачев Е. Т.** Методы борьбы с помехами в каналах проводной связи. М., «Связь», 1975.

289. **Hanning R.** Effect of noise on transmission performance of telephone circuits due to thyristor-controlled traction. См. [12, p. 402—406].

290. **IEEE Test** procedure for FM mobile communication receivers. — «IEEE Trans.», 1969, v. VT-18, № 2, p. 86—99.

291. **Report.** Sensitivity and selectivity of radio telephone receivers for class of emission F3. CCIR. Study Group 1. Doc. 1/1014-E, 19.3.74.

292. **Круглов В. П., Маклаков Е. Б.** Метод расчета необходимого разноса частот радиотехнических средств. — «Техн. средств связи. Сер. ТРС», вып. 2, 1976, с. 122—127.

293. **Передача** речи по трактам радиотелефонной связи. Требования к разборчивости и методы артикуляционных измерений. ГОСТ 16600—71.

294. **Быков Ю. С.** Теория разборчивости речи и повышения эффективности радиотелефонной связи. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

295. **Бахмутова Н. И., Пылаева З. Д., Тишин С. А., Ямпольская Н. Г.** Величины защитных отношений в сетях радиовещания европейских стран в диапазонах ДВ и СВ. — «Электросвязь», 1975, № 7.

296. **Report.** Co-channel interference effects on multiple phase shift keyed (MPSK) system performance. CCIR. Study Group 1. Doc. 1/1004-E. 13.3.1974.

297. **Коноплева Е. Н.** Необходимое отношение сигнал/помеха в КВ радиосвязи. — «Труды НИИ радио», 1974, № 2.

298. **Хмельницкий Е. А.** Вероятность сбоя на КВ линиях связи при помехах от соседних по частоте станций. — «Электросвязь», 1969, № 4.

299. **Калашников Н. И.** Определение вероятности ошибок в цифровой системе с ФМ при воздействии мешающих колебаний, мо-

дулированных по частоте аналоговым сообщением. См. [18, с. 11, 12].

300. **Mayer R. J.** Interference performance degradation to digital systems. См. [6, p. 97—104].

301. **Zelinger S. A.** Interference reduction techniques for radar transmitters. — In: 1968 IEEE EMC Symp. Rec., Seatle, Washington, 23—25 Jul. 1968.

302. **Ральников В. И., Харченко И. П.** Децентрализованное регулирование мощностей в коллективе радиолокационных станций.— «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1976, т. 19, № 8, с. 43—49.

303. **Sachs H. M.** An evolution of EMC performance of pulse Doppler radar systems. См. [4, p. 30—39].

304. **Newhouse P. D.** Simplify EMC design. — «Microwaves», 1970, v. 9, № 5, p. 59—62.

305. **Клементьев Ф. М., Поташкин В. Г., Хромых В. Г.** Вопросы обеспечения ЭМС импульсных радиосредств. См. [18, с. 16, 17].

306. **Плужников А. Д.** Способ защиты РЛС с ЛЧМ сигналами от узкополосной помехи. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1976, т. 19, № 5, с. 76—78.

307. **Орлов И. Я., Разина Т. Д.** К вопросу уменьшения времени последействия помех в радиоприемных устройствах. — «Ученые записки ГГУ. Сер. радиофизическая», 1975, вып. 3.

308. **Глобус И. А.** Интерференционное подавление в системах с импульсными сигналами. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1970, вып. 6, с. 37—43.

309. **Клюев В. Ф., Односевцев В. А.** К вопросу о прохождении импульсных помех через фильтр, согласованный с ЛЧМ сигналами. — «Некоторые вопросы проблемы ЭМС радиосистем», ГГУ, 1975, вып. 3.

310. **Taylor N.** Case study of A.R.S. radar interference with in IBM/360 computer. — «Proc. IREE. Australia», 1970, v. 31, № 8, p. 284—286.

311. **Односевцев В. А.** О возможности повышения помехозащищенности приемника импульсных сигналов. — «Некоторые вопросы проблемы ЭМС радиосистем», ГГУ, 1975, вып. 3.

312. **Зачепицкий А. А., Пахомов Ю. И.** К вопросу о защищенности радиолокационного приемника с ограничением от импульсных помех. — «Изв. вузов. Радиоэлектроника», 1969, т. 12, № 2, с. 136—143.

313. **Зачепицкий А. А., Клецкина Г. Л., Пахомов Ю. И.** Разрешение двух линейно частотно-модулированных импульсов в схеме ограничитель — согласованный фильтр. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1972, т. 15, № 3, с. 350—356.

314. **Potter B. E.** Elimination of mutual interference between radar sets. — «Frequency Techn.», 1970, v. 8, № 6.

315. **Frasier R. A., Freeman E. F.** EMC in air traffic control. См. [4, p. 71—80].

316. **Боровков В. А.** Экспериментальное исследование защитных отношений при передаче телевизионного ЧМ сигнала. — «Труды НИИР», 1975, № 4.

317. **Recommendation 417-2.** Minimum field strengths for which protection may be sought in planning a television service. См. [2].

318. **Recommendation 418-2.** Ratio of the wanted-to-unwanted signal in monochrome television. См [2].

319. **Малахов А. Н.** Флюктуации в автоколебательных системах. М., «Наука», 1968.

320. **Ван дер Зил А.** Шум (источники, описание, измерение). М., «Сов. радио», 1973.

321 **Ли За Сон.** Прохождение сигнала и шума через умножители частоты. — В кн.: Труды ЦНИИМФ. Судовожд. и связь. Вып. 69. Л., «Транспорт», 1966, с. 96—111.

322 **Бибичкова Р. П.** Преобразование отношения сигнал/шум в шумящем многокаскадном нелинейном устройстве. — В кн.: Труды ЦНИИМФ. Судовожд. и связь. Вып. 131. Л., «Транспорт», 1970, с. 90—94.

323. **Прибылова Н. М., Прибылов Ю. Н.** Шумовые излучения радиопередающего устройства. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 96—101.

324. **Синтезаторы** частоты для передающих и приемных устройств магистральной радиосвязи. ГОСТ 19896—74.

325. **Левин В. А.** Стабилизация дискретного множества частот. М., «Энергия», 1970.

326. **Зарецкий М. М., Мовшович М. Е.** Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки Л., «Энергия», 1974.

327. **Галин А. С.** Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ. М., «Связь», 1976.

328. **Report.** Characteristics of frequency synthesizers. CCIR. Study Group 1. Doc. 1/1055-E (1974).

329. **Аптэк Ю. Э., Полухин В. П.** Экспериментальные исследования шумов кварцевого генератора. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РИТ», 1973, вып. 1.

330. **Прибылов Ю. Н., Прибылова Н. М.** Флюктуационные характеристики синтезатора частоты с трактом вычитания. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 102—111.

331. **Хардман Л.** Синтезаторы частоты для применения в системах.— «Электроника», 1973, т 46, № 24, с. 75.

332. **Сведения** о характеристиках синтезаторов частоты. — «Электроника», 1976, т. 49, № 14, с. 83.

333 **Pichal H.** What to look for the frequency synthesizers. — «Microwaves», 1972, v. 11, № 11, p. 54—60.

334. **Martin D. J., Evers A. F.** Digital frequency synthesizers — a design history. — «J. IEE», 1972, February, p. 38.

335. **Ribor L.** Le bruit dans les synthetiseurs pour emitteurs-recepteurs mobiles. — «Rev. telecommuns», 1972, v. 47, № 2, p. 81—90.

336. **«Communs News»**, 1970, v. 7, № 8, p. 22.

337. **Герасименко В. Ф., Доброжанский И. А.** Влияние режимов каскадов передатчика на спектральную плотность шума. — «Изв.

вузов СССР. Радиоэлектроника», 1970, т. 13, № 12, с. 1502—1504.

338. **Gerhold J.** HF communication and spectral purity of frequency synthesizers. См. [11, p. 3.4/1—3.4/7].

339. **Philpott J.** Synthesizer design and performance considerations for receiver systems. — In: Proc. Conf. radio receivers and assoc. syst., 1972, IERE (England), p. 409—416.

340. **Awcock R. L. J.** Wideband noise in transmitters. — «Point-to-Point Communications», 1968, № 10, p. 213.

341. **Бомаш А. В., Мовшович М. Е.** О показателях ЭМС радиопередающих устройств. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1975, № 6.

342. **Riter S.** Noise and the effects of noise on systems. См. [5, p. 194—197].

343. **Humphries J. G.** A equipment for measuring the AM and FM noise spectra of CW and pulsed signals at microwave frequencies. См. [11, p. 6.4/1—6.4/16].

344. **Johnson F. O.** Interference emission filtering in high power microwave transmitters. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park. N. J., p. 336—341.

345. **Edwards R. E.** Reduction of spurious output from radar magnetron tubes. — In: IEEE Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Ga, 1969, p 340—353.

346. **IEEE** Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Ga, 1969, p. 287—300.

347. **Carter W. C.** Improved EMC achieved with coaxial magnetrons. См. [10, p 221—225].

348. **Тюрикова Н. А.** Последние достижения в разработке магнетронов — «Зарубежная электронная техника», 1973, № 22(70), с. 3—27.

349. **Проценко И. П.** Приближенный метод расчета уровней гармоник в приборах М-типа. — «Электрон. техн. Сер. Электроника СВЧ», 1970, вып. 3.

350. **Арефьев Ю. А.** и др. Временные гармоники ВЧ поля в широкополосной ЛБВМ. — «Электрон. техн. Сер. Электроника СВЧ», 1975, вып. 4.

351. **Ильина Е. М.** и др. Высшие гармонические составляющие в широкополосной ЛБВ. — «Электрон. техн. Сер. Электроника СВЧ», 1975, вып. 5.

352. **Двинских В. А.** Оценка нелинейных свойств ЛБВ в случае гармонического входного сигнала с помощью эквивалентного четырехполюсника. — «Электрон. техн. Сер. Электроника СВЧ», 1970, вып. 10.

353. **Калинин Ю. А.** и др. Влияние второй гармоники на работу ЛБВ со скачком скорости. — «Электрон. техн. Сер. Электроника СВЧ», 1975, вып. 12.

354. **Хлопов Ю. Н.** Побочные колебания в СВЧ ЭВП. М., ЦНИИ «Электроника», 1970. (Обзоры по электрон. техн., вып. 2).

355 **Buesing R. T.** Modulation methods and channel separation in

the land mobile service. — «IEEE Trans.», 1970, v. VT-19, № 2. p. 187—206.

356 **Spectra** and Bandwidths of Emissions. Recommendation 328-2 (Rev. 74). См. [2].

357. **Зудакин А. И., Ильина Н. Н., Павлюк А. П.** Новая система определений спектральных характеристик радиоизлучений, перспективы их нормирования и измерения. — «Электросвязь», 1971, № 6.

358. **Зудакин А. Н., Павлюк А. П.** Принципы нормирования и измерения спектральных параметров излучений радиопередатчиков. — «Электросвязь», 1974, № 5.

359. **Recomendation 100-1.** Reduction of necessary bandwidth by introduction of single-sideband techniques. См. [2].

360. **Report 418** (Rev. 74). Examples of bandwidth calculations. См. [2].

361. **Report 177.** Compression of the radiotelegraph signal spectrum in the HF bands. (USA). CCIR, Study Group 1, Doc. 1/35-E, 20.12.1971.

362. **Compression** of the radiotelephone signal spectrum in the HF bands. (Jap.). CCIR, Study Group 1, Doc. 1/14-E, 22.12.1971.

363 **Tell R. A., Nelson J. C.** Broadcast signal bandwidth measurements using real-time data averaging. — «IEEE Trans.», 1976, v. BC-22, № 4, p. 116—123.

364. **Бурков И. А.** Об оценке качества спектров излучения. См. [18, с. 51, 52].

365. **Велчак Б. С.** О противоположности различных критериев оценки сужения полосы частот некоторых сигналов. — «Труды учебных ин-тов связи», 1969, вып. 47.

366. **Cröschel G.** The Output power spectrum of an AM sound broadcast transmitter with a standard noise signal. — «EBU Rev. 123-A Technical», 1970, Oct.

367. **Васильев В. П., Курицын С. А.** К расчету аппроксимирующих сигналов и их спектров. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1976, № 2.

368. **Spectra** and bandwidth of FM emissions. Report 419 (Rev. 74). См. [2].

369. **Манаев Е. И.** О ширине спектра ЧМ колебания. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1974, т. 17, № 1, с. 123—125.

370. **Манаев Е. И., Лосев А. К.** О ширине спектра ЧМ колебания.— «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1975, т. 18, № 3.

371. **Sweeney K. J.** Spectrum analysis of FM transmiter response. — «Electronic Equipm. News», 1972, v. 14, № 6, p. 81.

372. **Slepian D.** On bandwidth. — «Proc. IEEE», 1976, v. 64, № 3, p 292—300.

373 **Агеев Д. В., Ямпольский Э. М.** Ширина частотного спектра радиотелеграфного сигнала, модулированного одновременно по амплитуде и частоте. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1970, т. 13, № 1, с. 59—64.

374. **Bandwidth** of radiotelegraph emissions A1 and F1. Report 179 (Rev. 74). См. [2].

375. **Comparative** measurements of the occupied bandwidth using different methods. Report 420. См [2].

376. **Josephson G. C.** On the definition and measurement of occupied bandwidth. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 2, p. 33—37.

377. **Cunningham M.** Automation speeds spectrum analysis. — «Microwaves», 1973, v. 12, № 6, p. 48—50.

378. **Кобак В. О.** К вопросу о спектре колебаний с гармонической ФМ. «Электросвязь», 1969, № 3.

379. **Сорин В. А.** Спектры ФМ сигналов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1974, вып. 6.

380. **Badcock J.** Angle-modulation power spectra. — «IEEE Trans.», 1970, COM-18, № 4, p. 313—318.

381. **Емельянов Г. А., Шварцман В. О.** Передача дискретной информации и основы телеграфии. М., «Связь», 1973 (См. раздел о спектрах АТ, ЧТ и ФТ).

382. **Самойлов В. Ф., Хромой Б. П.** Телевидение. М., «Связь», 1975. (См. раздел о спектре телевизионного сигнала).

383. **Trombley E. F.** Frequency spectra of pulse of finite time. — In: 1968 IEEE Symp. Rec., p. 298—307.

384. **Newhouse P. D.** Simple realistic models for radar emission spectra. — In: IEEE Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Ga, 1969, p. 222—236.

385. **EMI** prediction graph. For rectangular and trapeziodal pulse interference. См. [13, p. 78].

386. **Holtzmann J. C., Thorp J. S.** Optimum signals for radar. — «IEEE Trans.». 1969, v. AES-5, № 6.

387. **Школьный Л. А.** Оптимизация формы огибающей радиоимпульса по минимуму внеполосных излучений. — «Радиотехника», 1975, т. 30, № 6.

388. **Newhouse P. D.** Bounds on the spectrum a CHIRP pulse. — «IEEE Trans.», 1973, v. EMC-15, № 1, p. 27—33.

389. **Aasen M. D.** Improvement of EMC by applying ambiguity and environmental diagrams to the design of radar waveforms. — «IEEE Trans.», 1976, v. EMC-18, № 2, p. 74—79.

390. **Бухарин С. В., Золоторев И. Д.** Некоторые свойства сигналов с наименьшей шириной спектра, формируемых нестационарными фильтрами. См. [18, с. 36, 37].

391. **Гольдберг Б. С., Коновалов Г. В.** Необходимая ширина полосы излучения радиосистемы с ФМ (ФРМ) сигналами. — «Радиотехника», 1977, т. 32, № 5, с. 7—13.

392. **Hayes D., Logan S. V.** M/W tube requirements for radar applications. — «Microwave J.», 1973, v. 16, № 4, p. 37—39, 42, 44.

393. **Ефремов М. С., Работкин В. А., Сальников И. М.** Спектры излучений радиоимпульсов с характерными амплитудными искажениями. — «Радиотехника», 1975, т. 30, № 3, с. 63—66.

394. **Ефремов М. С.** и др. К вопросу о спектрах радиоимпульсов на выходе нелинейного безынерционного четырехполюсника. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 9.

395. **Горлов И. М., Матвеева И. Ф., Бекенева Г. Б.** Приближенный расчет необходимой и занимаемой полосы частот некоторых импульсных РЭС. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1974, вып. 7.

396 **Report.** Identification by modulation of complex SSB transmissions and F1/F6 transmissions. CCIR, Study Groups, Doc. 1/23-E, 23.12.1971.

397. **Cartier D. E.** The power spectrum of PCM/FSK — AM/PM. — «IEEE Trans.», 1973, v. C-21, № 7, p. 847—850.

398. **Гольдберг Б. С., Коновалов Г. В.** Прогнозирование внеполосных излучений в импульсно-кодовых радиосистемах. См. [18, с. 23, 24].

399. **Гольдберг Б. С., Коновалов Г. В.** Мощность внеполосного излучения для некоторых видов радиосигналов. — «Радиотехника», 1974, № 4.

400 **Shelton W. T.** Harmonic spectrum of a PCM/FM. System with random binary modulating signals. См. [10, p. 215—220].

401. **Терлецкий В. П.** Структура и энергетический спектр перекрестных помех. — «Труды учеб. ин-тов связи», 1972, вып. 61.

402 **Spectra** and bandwidth of emissions. Report 325-1 (Rev. 74). См. [2].

403 **Gardiner J. G.** The front-end mixer problem considerations in the achievement of optimum linearity and conversion efficiency. — In: Proc. Conf. radio receivers and assoc. Syst. 1972. IERE (England), p. 45—61.

404 **Howson D. P.** A note on the magnitude of unwanted modulation products in the ring modulator. — «Intern. J. Electron.», 1971. v. 30, № 6, p. 567—573.

405. **Design** of transmitters and their output coupling networks to reduce spurious radiations. Report 326-1. См. [2].

406 **Relation** between the transmitter harmonic output power and the ground wave field-strength of harmonics radiated by the antenna and feeder system. Report. CCIR. Doc. 1/1015-E (Rev. 1972).

407 **Spurious** radiation (of a radio emission). Recommendation 329-2. См. [2].

408. **Грошев Г. А.** Фильтрация высших гармоник в многоканальных усилителях мощности. — «Изв. вузов. Радиоэлектроника», 1976, т. 19, № 7, с. 71—76.

409. **Price D. I.** The suppereession of VHF harmonic interference from HF broadcast transmitters. — «BBC Eng.», 1972, v. 91, p. 20—25.

410. **Шастак И. В.** Фильтрация высших гармоник в мощных КВ передатчиках. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1969, вып. 7.

411. **Фузик Н. С., Хвиливицкий Т. Г.** К анализу влияния высших гармоник анодного и сеточного напряжений на энергетические показатели КВ передатчика. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1971, вып. 8.

412. **Каганов В. И., Устинов В. А.** Исследование нелинейных режимов работы высокочастотных транзисторных усилителей мощности -- «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1975, вып. 5, с. 79—86.

413. **Di Marzio A. W.** Grafical solutions to harmonic analysis. — In: 1967 IEEE Symp. Rec. 2, 1967, Jul

414. **Внуковский В. В.** К расчету гармоник в транзисторных передатчиках. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 111—115.

415. **Bukszar R. J.** Predicting the harmonic amplitude of a triac circuit from its waveform. См. [12, p. 57—61].

416. **Бруевич А. Н.** Расчет напряжений побочных гармоник в избирательной системе. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 1.

417. **Vakil S. M.** Insertion loss measurement of low-pass filters at very high frequencies. См. [9, p. 351].

418. **Шуваев Ю. Т.** Фильтры для подавления побочных колебаний в мощных СВЧ передатчиках. М., ЦНИИ «Электроника», 1975, (Обзоры по электрон. техн., вып. 3).

419. **Южанин В. П.** Формулы для расчета амплитуд комбинационных частот, возникающих при взаимном влиянии передатчиков. — «Труды НИИР», 1969, № 3.

420. **Бригидин А. М., Ясюля Г. И.** Расчет интермодуляционных составляющих тока в магнетроне. [См. 18, с. 30, 31].

421. **Завражнов Ю. В., Чугаев В. Н.** Обратная взаимная модуляция в транзисторных радиопередатчиках однополосного сигнала. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1974, вып. 4.

422. **Mason H. P.** Multiple channel U.H.F. reception on Naval ships.— In: Proc. Conf. radio receivers and associated systems, London, .72, 4—6, July, p. 93—122.

423. **Lohramann D. R., Hubert J. P.** If back intermodulation is a problem in your transmitter. — «Electronic Des.», 1971, № 11, p. 48—49.

424. **Моргунов Л. И.** К вопросу образования интермодуляционных помех в приемниках и передатчиках многоканальной центральной станции системы УКВ радиосвязи с подвижными объектами. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1971, вып. 7.

425. **Noise** and sensitivity receivers. Report. CCIR. Study Group. Doc. 1/1022E.

426. **Sensitivity** and selectivity of radio telephone receivers for class of emission F3. Report. CCIR. Doc. 1/1004-E, 1974, 13.3.

427. **Selectivity** of receivers (Rev. 1974). Recommendation 332-2. См. [2].

428. **Текшев В. Б.** Повышение помехоустойчивости усилителя на туннельном диоде. — «Радиотехника», 1976, № 10, т. 31.

429. **Голубев В. Н.** Частотная избирательность радиоприемников АМ сигналов. М., «Связь», 1970.

430. **Грибов Э. Б.** Нелинейные явления в приемо-передающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. М., «Связь», 1971.

431. **Duff W. G. e. a.** Determination of receivers susceptibility parameters. См. [4, p. 467—471].

432. **Фролкин В. Д.** Исследование восприимчивости вч тракта радиоприемных устройств к мешающим сигналам большого уровня. Дис. на соис. уч. степени канд. техн. наук. Рязан. РТИ, 1973.

433. **Фролкин В. Д., Глазков Н. Н.** Влияние нелинейности УВЧ на эффект избирательности УВЧ. — «Труды Рязанского РТИ», 1973, вып. 43, с. 135—139.

434 **Duff W. G.** EMC figure of merit for receivers. — In: 1969 IEEE EMC Simp. Rec., Asbury Park, 17—19 Jun. 1969, N. J.

435. **Factors** determining the ability of a radio receiver to receive weak signals (The Netherlands). CCIR. Study Groups. Doc. 1/34-E, 1972, 17.I.

436. **Engel J. S.** The effects of co-channel interference on the parameters of a small-cell mobile telephone system. — «IEEE Trans.», 1969, v. VT-18, № 3, p. 110—116.

437. **Третьяков П. П.** Оптимизация радиоприемных устройств по ослаблению перекрестных помех. См. [18, с. 31, 32].

438. **Головин О. В., Дорер И. А.** Перекрестная модуляция в транзисторном резонансном усилителе. — «Радиотехника», 1969, т. 24, № 9, стр. 71—77.

439. **Либерман Д.** Критерий перекрестных искажений транзисторных усилительных каскадов. — «ТИИЭР», 1970, т. 58, № 7.

440. **Factors** determining the ability of a radio receiver to reveive weak signal. CCIR. Study Group 1, Doc. 1/34-E, 1972, 17.I.

441. **Глазков Н. Н., Фролкин В. Д.** Методы измерения многосигнальной избирательности радиоприемных устройств. Учебное пособие. Рязан. РТИ, 1974.

442. **Доброжанский И. А., Герасименко В. Ф.** К расчету избирательности приемников ЧМ сигналов. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1970, т. 13, № 3, с. 361—369.

443 **Князев А. Д.** О трактовке проблемы электромагнитной совместимости в учебнике «Радиоприемные устройства». — «Радиотехника», 1975, т. 30, № 8, с. 106—109.

444. **Воскобойник Б. И., Махина О. М.** Об обеспечении динамического диапазона транзисторного преселектора. — «Радиотехника», 1971, г. 26, № 10.

445. **Фролкин В. Д.** Динамический диапазон усилителя высокой частоты при воздействии двух сигналов. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 5, с. 87—89.

446. **Бокк О. Ф., Грибов Э. Б., Чернолихова В. П.** Динамический диапазон транзисторных каскадов радиоприемных устройств.— «Радиотехника», 1974, т. 29, № 6, с. 65—70, № 11, с. 70—77.

447. **Голубев В. Н.** Динамический диапазон устройства, состоящего из нескольких последовательно соединенных каскадов. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 12.

448. **Бурденков Н. И.** Выбор схемы первого каскада УВЧ радиоприемного устройства. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РИТ», 1975, вып. 4.

449. **Логинов В. А.** О воздействии мощной помехи на вход КВ приемника. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1974, вып. 2.

450. **Фролкин В. Д., Борисочкин С. А., Иванов В. А.** Транзисторный преселектор с широким динамическим диапазоном по входным сигналам. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 1, с. 15—20.

451. **Schilb W.** New technology developed for HF SSB communications. — «Communs News», 1975, v. 12, № 8, p. 41—43.

452. **Бокк О. Ф.** Предельные возможности линеаризации усилителей радиочастоты. — «Радиотехника», 1976, т. 31, № 6, с. 67—72.

453. **Остроухов И. И.** и др. Исследования работы полевых транзисторов в ВЧ каскадах УКВ трактов радиовещательных приемников. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА», 1971, вып 3.

454. **Чалов Ю. Н.** Динамический диапазон усилителей и преобразователей частоты на полевых транзисторах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1973, вып. 2, с. 76—84.

455. **Слепцов В. М., Терешина И. И.** Блоки УКВ на полевых транзисторах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА», 1974, вып. 1.

456. **Surana D. C., Gardiner J. G.** Gain and distortion proporties of FET mixers and modulators. — «IEEE Trans.», 1974, v. EMC-16, № 1, p. 29—38.

457. **Murata M., Okabe N., Namekawa T.** FET tuner for television receiver. — «IEEE Trans.», 1970, v. BTR-16, № 3, p. 246—255.

458. **Попов Э. Г., Сенина Р. С.** Нелинейные искажения в усилительных каскадах на полевых транзисторах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА», 1970, вып. 2.

459. **Rinderle H., Beckenbach W.** Imporoved large signal characteristics, of FM-Front-Ends using bipolar transistors. — «IEEE Trans.», 1970, v. BTR-16, № 3, p. 234—238.

460. **Klank O.** Shaltungen für grobsignalfeste HF-vor-und mischstufen mit transistoren. — «Funk-Technik», 1970, Bd. 25, № 2, S. 44—47.

461. **Denny H. W.** Linearization techniques for broadband transistor amplifiers. См. [4, p. 61—70].

462. **Голубев В. Н.** Характеристики нелинейности некоторых элементов приемо-усилительных трактов. — «Радиотехника», 1976, т. 31, № 8.

463. **Глазков Н. Н., Иванов В. А.** Перекрестная модуляция в УВЧ от импульсных помех. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 27—30.

464. **Алгазинов Э. К.** Результаты экспериментального исследования эффектов подавления при прохождении через ЛБВ двух сигналов. — «Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ», 1973, вып. 4.

465. **Арделян Н. Г.** и др. Некоторые результаты экспериментального исследования работы ЛБВ в режиме одновременного усиления двух гармонических сигналов различных частот. — «Электронная техника. Сер. 1», 1970, вып. 3.

466. **Волкоедов А. П.** К вопросу о частотной перекрестной модуляции. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 131.

467. **Чан-Ба-Бау.** Перекрестная модуляция при ЧМ в транзисторных приемниках с варакторной настройкой. — «Радиотехника», 1976, т. 31, с. 68—71.

468. **Cross** modulation in transistorized FM receivers. Report 328. См. [2].

469. **Бокк О. Ф.** Влияние шумов гетеродина на двухсигнальную избирательность приемника. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1970, вып. 4.

470. **Хазан Г. К.** Влияние шумов гетеродина на параметры РПУ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1971, вып. 4.

471. **Глазков Н. Н.** Влияние шумов гетеродина на блокирование приемника. В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 23—27.

472. **Final** report an EMC figure of Merit (EMC FOM) for single-channel voise-communications equipment. — «IEEE Trans.», v. EMC-17, 1975, №1, Special issue.

473. **Залевский А. А.** Метод увеличения динамического диапазона активного четырехполюсника. — «Техника средств связи. Сер. РИТ», 1976, № 1, с. 1—5.

474. **Гусинский Э. Н., Кушнир Л. М., Соина Н. В.** Уровень интермодуляционных и комбинационных помех в диодном смесителе. — «Радиотехника», 1977, т. 32, № 5, с. 98—100.

475. **Голубев В. Н.** Согласование динамического диапазона по соседнему каналу с характеристикой односигнальной селективности. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 4.

476. **Нивинский В. Е.** Анализ воздействия на нелинейный усилитель высокой частоты приемника мощной непрерывной узкополосной помехи, полезного сигнала и случайного шума. — «Труды НИИ гражданской авиации», 1976, вып. 136, с. 95—101.

477. **Lustgarten M. N.** A status report of the electromagnetic compatibility figure of merit commitee. См. [8. p. 267—271].

478. **Duff W. G.** Transmitter and receiver FOM (figure of merit) scoring. См. [8, p. 267—271].

479. **Приемники** радиовещательные автомобильные. Общие технические требования. ГОСТ 17642—72. (См. раздел «Измерение избирательности двухсигнальным методом»).

480. **Номограмма** для расчета значения комбинационных частот. — «Электроника», 1973, № 16, с. 62—63.

481. **Пилягин В. В.** К теории преобразователя частоты на нелинейном активном сопротивлении. — «Радиотехника», 1969, т. 24, № 9.

482. **Шуман М. Л., Эпштейн А. А.** Цепные дроби и расчет комбинационных частот. — «Электросвязь», 1972, № 7.

483. **Щербаков Ю. Ф.** Некоторые вопросы анализа комбинационных частот при преобразовании частоты. — «Радиотехника», 1972, т. 27, № 12.

484. **Драпкин Р. Л.** Оценка уровней комбинационных сигналов на на выходе нелинейного устройства. — «Радиотехника», 1972, т. 27, № 5, с. 84—88.

485. **Деречинский Л. Р.** Ослабление комбинационных каналов в смесителе приемника. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РИТ», 1969, вып. 2.

486. **Марков Ю. В., Жемчугов В. Н.** К исследованию комбинационных составляющих тока нелинейного элемента преобразователя частоты. — «Труды учеб. ин-тов связи», 1976, № 73.

487. **Сбитнев Ю. П., Хохряков Г. И.** О возможности ослабления комбинационных каналов приема. См. [18, с. 43, 44].

488. **Дубровин Ю. А.** Графо-аналитический способ исследования комбинационных помех при многократном преобразовании частоты сложного сигнала. — «Труды МЭИ. Радиотехника», 1973, вып. 161, с. 138—143.

489. **Романова Н. Н., Устинова Л. Б.** К вопросу о комбинационных искажениях в смесителе УКВ диапазона на полевом транзисторе. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА», 1971, вып. 3.

490. **Дзарданов А. Л., Заевский С. Г., Фогельсон М. С.** О подавлении паразитных продуктов преобразования частоты в смесителях на полевых гранзисторах. См. [18, с. 41].

491. **Oxner E.** FET'S work well in active balanced mixers. — «EDN», 1973, v. 18, Jan., p. 66—72.

492. **Григоров В. А.** Эффективность подавления паразитного промежуточного сигнала «зеркального» канала в микроэлектронном безызбирательном балансном преобразователе частоты. — «Электрон. техника. Сер. Микроэлектроника», 1974, № 1.

493. **Кудинов Б. И.** Зависимость подавления продуктов нелинейного преобразования от симметрии балансного преобразователя частоты. — «Радиотехника», 1973, т. 28, № 10, с. 53—59.

494. **Клич С. М., Николаев А. Л.** Расчет степени подавления гармоник разностной частоты в балансном смесителе СВЧ. — «Радиотехника и электроника», 1976, № 8, с. 1675—1682.

495. **Mouw R. B., Fukuchi S. M.** Broadband double balanced mixer/modulators. Pt I. — «Microwave J.», 1969, v. 12, № 3, p. 131—134.

496. **Mouw R. B., Fukuchi S. M.** Broadband double balanced mixer/modulators. Pt. II. — «Microwave J.», 1969, v. 12, № 5, p. 71—76.

497. **Глазков Н. Н.** К расчету гармонических составляющих токов транзистора на высокой частоте. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1970, № 10.

498. **Chao C., Haddad G. I.** Nonlineat behavior and bias modulation of an IMPATT diode oscillator. — «IEEE Trans.», 1973, v. MTT-21, № 10.

499. **Sell J. J.** A model for determining the amplitude characteristics of mixer responses. См. [5, p. 184—189].

500. **Donaldson E. E.** The use of switching to reduce mixer interference susceptibility. — In: IEEE Southeast EMC Symp. Rec., Atlanta, Ga, 1969, p. 301—323.

501. **Morris M. M.** A new look at the EMC problems. — In.: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, N. J., 17—19 Jun. 1969, p. 325—330.

502. **Ernst R. L., Torrione P., Pan W. J., Morris M. M.** Designing microwave mixers for increased dinamic range. — «IEEE Trans.», 1969, v. EMC-11, № 4, p. 130—138.

503. **Cheadle D.** Selecting mixers for lest intermod performance. — «Microwaves», 1973, v. 12, № 12, p. 58—62.

504. **Бабанов Ю. Н.** и др. О чувствительности побочного приема при двухсеточном преобразовании частоты. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1972, № 6.

505. **Hoehn A. J.** A simple analysis of mixer action including effects of higher-order nonlinearities. См. [10, p. 190—200].

506. **Щербаков Н. Ф.** К вопросу определения крутизны и ее производных в общей теории преобразования частоты. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1973, вып. 11, с. 103—107.

507. **Sosin B. M.** HF receiver reception failure factor. — «Point-to-Point Communication», 1974, v. 18, № 1.

508 **Роде У. Л.** Улучшение технических характеристик современных КВ приемников. — «Электроника», 1975, т. 48, № 4, с. 37—44.

509. **McKee T. A.** Receiver intermodulation enforcing the square low.— «IEEE Trans.», 1969, v. VT-18, № 3, p. 141—145.

510. **Winn R. E. E.** The effect of receiver design in communication systems. — In: Proc. Conf. Radio receivers and associated systems, London, 72, 4—6 Jul., p. 193—204.

511. **Goldberg H. B.** Predict intermodulation distortion from cross-modulation measurement. — «Electronic Des.», 1970, № 10, p. 76—78.

512. **Duff W. G., Hagn G. H., Lustgarten M. N.** Summary report of the IEEE/ECAC EMC figure of Merit Commitee. См. [12, p. 224—228].

513. **Double-balanced** mixer features low intermodulation. — «EDN», 1973, v. 18, № 16, p. 96.

514 **Avantek** condensed catalog, 1970 (Фирменный каталог).

515. **«Microwaves»**, 1971, v. 9, № 8, p. 17, № 10, p. 82.

516. **«Microwave J.»**, 1971, v. 14, № 2, p. 82, № 8, p. 55.

517. **«Electronic Components»**, 1971, v. 12, p. 422.

518. **Бокк О. Ф.** О подавлении интермодуляционных помех и ложных каналов высокого порядка регулировкой чувствительности приемника. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1973, вып. 3.

519 **Klein R.** MOSFET FM tuner design. — «IEEE Trans.», v. BTR-16, № 2, p. 67—74

520. **Фролкин В. Д.** О параметрах ЭМС приемника, характеризующих его восприимчивость к сосредоточенным по спектру радиопомехам. В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 1, с. 21—27.

521. **Фролкин В. Д.** Анализ восприимчивости транзисторного преселектора. В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиотехнических и гидроакустических устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 2, с. 8—18.

522. **Фролкин В. Д., Глазков Н. Н., Иванов В. А.** Блокирование, перекрестная и взаимная модуляции в транзисторном УВЧ. См. [18, с. 55, 56].

523. **Красильников В. Д.** Динамический диапазон по взаимной модуляции усилителей, используемых во входных каскадах приемных устройств. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1972, т. 15, № 7.

524. **Красильников В. Д.** Максимизация динамического диапазона по взаимной модуляции преселектора. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1974, т. 17, № 10, с. 76—81.

525. **Силин А. В.** О взаимосвязи оценок динамического диапазона по блокированию, перекрестной и взаимной модуляции. — «Радиотехника», 1977, т. 32, № 5, с. 95, 96.

526. **Кириллов В. И.** Динамический диапазон транзисторного радиоприемника ЧМ сигналов. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1975, т. 18, № 7, с. 95—98.

527. **Солонников В. А., Арустамов Г. А.** Расчет и оптимизация динамического диапазона радиоприемника по взаимной модуляции. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1973, № 11, с. 42—51.

528. **Betts J. A., Ebenezer D. R.** Intermodulation interference in mobile multitransmission communication system operating at HF. — «Proc. IEE», 1973, v. 120, № 11, p. 1337—1344.

529. **Силин А. В., Самарин В. П.** Характеристики многосигнальной избирательности радиоприемника. — «Электросвязь», 1977, № 5.

530. **Hua Quen Tserng e. a.** Microwave power GaAs FET amplifiers.— «IEEE Trans.», 1976, v. MTT-24, № 12.

531. **Collard J. R., Gobat A. R.** High-dynamic range low-noise microwave amplifier. — «Electronic Letters», 1970, v. 6, № 7, p. 202—203.

532. **De Graaff H. C., Te Winkel J.** Relationship between crossmodulation and intermodulation. — «Electronic Letters», 1972, v. 8, № 2, p. 33—34.

533. **Павелец Ю.** Анализ эффекта взаимной модуляции в коротковолновых и средневолновых радиоприемниках. См. [16, с. 12—20].

534. **Карелич Г. И.** О связи между критериями нелинейности. — «Радиотехника», 1969, т. 24, № 11, с. 26—30.

535 **Perlow S. M.** Third-order distortion in amplifiers and mixers. — «RCA Rev.», 1976, v. 37, № 2, p. 234—266.

536. **Шейкман В. Г.** Определение нелинейности амплитудных характеристик и возможностей их линеаризации. — «Вопросы радиоэлектроники Сер ТРС», 1975, вып. 4, с. 137—142.

537. **Михайлов В. С., Шеметов И. С.** Широкополосный УКВ усилитель на транзисторах. — «Приборы и техника эксперимента», 1975, № 6, с. 131—134.

538. **Lustgarten M. N.** A procedure for describing receiver intermodulation (RIM) characteristics. См. [7, p. 310—314].

539. **Завражнов Ю. В., Федотов М. Г., Чугаев В. Н.** Перекрестная модуляция в транзисторном усилителе. — «Электросвязь», 1977, № 3, с. 72—75.

540. **Антониацци.** Антенный усилитель метрового диапазона с высокой линейностью. — «Электроника», 1973, т. 46, № 21.

541. **Мень А. В., Бовкун В. П., Бабенков К. А.** К вопросу о широкополосных антенных усилителях с низким уровнем комбинационных помех. Изв. вузов СССР. Радиофизика», 1973, т. XVI, № 5, с. 698—702.

542. **Челышев В. Д.** Два основных направления в построении высокочастотных трактов КВ приемных радиоцентров. — В кн.: Тезисы докл. Всесоюзн. НТК по антеннам и фидерным трактам. М., НИИР, 1971, с. 9.

543. **Челышев В. Д.** Приемные центры. (Основы теории и расчета высокочастотных трактов). М., «Связь», 1975.

544. **Beane E. F.** Prediction of mixer intermodulation levels as function of local oscillator power. — «IEEE Trans.», 1971, v. EMC-13, № 2, p. 56—63.

545. **Cox R. D.** Measurements of wavequide components an a joint mixing products in 6 GHZ frequency diversity systems. — In: IEEE Intern. Conf. Communs, Boulder, Colo, 1969, v. 5, N. J., p. 36/7—36/12.

546. **Trammell R. D.** Prediction techniques for cavity-crystal receivers — «IEEE Trans.», 1969, v. EMC-11, № 1, p. 23—27.

547. **Beane E. F.** Reduction of mixer intermodulation by neutral RF biasing. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 2, p. 64.

548 **Gardiner J. G.** Cross-modulation and intermodulation distortions in the tuned square low diode frequency converter. — «Radio and Electronic Eng.», 1969, v. 38, № 6, p. 353—363.

549 **Gardiner J. G.** An intermodulation phenomen in the ring modulator — «Radio and Electron. Eng.», 1970, v. 39, № 4, p. 193—195.

550. **Jousif A. M., Gardiner J. G.** Multifrequency analysis of switching diode modulator under high-level signal conditions. — «Radio and Electron. Eng.», 1971, v. 40, № 1, p. 17—20.

551. **Завражнов Ю. В., Левшин В. И.** Анализ транзисторного преобразователя частоты при высоких уровнях входного сигнала. — «Электросвязь», 1975, № 7, с. 63—68.

552. **Третьяков П. П., Красюков А. Н.** О работе смесителя на нелинейной емкости с низким уровнем перекрестных помех. См. [18, с. 46].

553. **Huenemann R. G.** Intermodulation and cross modulation as a function of mixer pinch-off voltage in an FET FM receiver. — «IEEE Trans.», 1970, v. BTR-16, № 1, p. 50—55.

554. **Симонтов И. М.** Теоретические основы и методы минимизации нелинейных эффектов в преселекторах радиоприемников. См. [18, с. 21, 22].

555. **Шварцман А. Р.** Метод повышения устойчивости радиоприема к воздействию радиопомех. См. [18, с. 53, 54].

556. **Stafford J. M.** Receiver preselector and antenna system signal rejection requirements. — In: IEEE Reg. EMC Symp. Rec., San-Antonio, Tex., 1970, p. 1-C/1—1-C/6.

557. **Knepler J.** Cross-modulation and intermodulation in receiver RF amplifiers. — «Electron. World», 1970, v. 83, № 3, p. 55—58.

558 **Алгазинов Э. К., Клементьев Ф. М., Китаев Ю. И.** Анализ особенностей нелинейного режима ЛБВ при усилении многочастотного сигнала. — «Радиотехника и электроника», 1971, т. XVI, № 6, с. 1028—1032.

559. **Ильина Е. М., Кац А. М., Милютин Д. Д., Нудельман Я. Е.** Подавление частотных комбинационных составляющих сигнала в ЛБВ. — «Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ», 1975, вып 12, с. 3—11.

560. **Acin J. M., Terner R. D.** Effect of co-channel interference on

CPSK carriers. — «IEEE Trans.», 1973, v. COM-21, № 7, p. 783—790.

561. **A mathematical** model for determining the adjacent-channel interference in radio transmission systems with amplitude modulation. CCIR. Report. Study Group 1. Doc. 1/1051-E, 26.4.1974.

562. **System** models for evalution of compatibility in spectrum use. Co-site analysis model. CCIR. Report. Study Group 1. Doc. 1/1021-E, 18.3.1974.

563. **Rashid A. E.** Two statistical cosite signal-prediction models for mobile communication systems. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 3, p. 78—83.

564. **Глазков Н. Н., Баязитов В. А.** Воздействие импульсных сигналов на транзисторный приемник. — В кн.: Вопросы применения полупроводниковых приборов в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Рязан. РТИ, 1976, вып. 1, с. 3—9.

565. **Gosling W.** Impulsive noise reduction in radio receivers. — «Radio and Electronic Eng.», 1973, v. 43, № 5, p. 341—347.

566. **Серых В. И.** К анализу помехоустойчивости ЧМ при действии импульсных помех. — В кн.: Методы повышения помехоустойчивости приема ЧМ и ФМ сигналов. Под ред. Винницкого А. С. и Зюко А. Г. М., «Сов. радио», 1972.

567. **Нивинский В. Е.** О воздействии на линейный приемник импульсной помехи, расстроенной по частоте. См. [17, с. 9, 10].

568. **Response** of broadcast and television receivers to impulse and quasi-impulse interference. Recommendation 334-1. См. [2].

569. **Usable** sensitivity in the presence of quasi-impulse interference. Report 183-3. См. [2].

570. **Плужников А. Д.** Анализ воздействия на линейную часть приемного устройства частотно-разнесенных импульсных радиопомех с внутриимпульсной частотной модуляцией и определение их спектров. См. [18, с. 32—34].

571. **Донченко В. К.** Оценка помехоустойчивости радиолокационного приемника с додетекторным ограничением импульсных помех. См. [18, с. 34—36].

572. **Щербаков А. Ф.** О расчете мощности радиоимпульсных помех в многоканальных радиорелейных системах связи. См. [18, с. 39—40].

573. **Baxter D. D., O'Neil J. J.** Establishing EMC requirements for digital receivers. См. [6, p. 105—110].

574. **James J. W.** Design of a VHF mobile resiever covering the band 144—174 MHz using the latest components. — In: Proc. Conf. radio receiv. and assoc. syst., 1972, IERE (England), p. 243—260.

575. **Poultney A. E. J.** Trends in HF communications receiver design.— In: Proc. Conf. radio and assoc. syst., 1972. IERE (England), p. 69—76.

576. **Mason H. P.** Multiple channel UHF reception on naval ships. — In: Proc. Conf. radio receiv. and assoc. syst., 1972, IERE (England), p. 93—122.

577. **Bryant A. V.** Naval shipborne HF receiving arrangements (Pt. 1). — In: Proc. Conf. radio receiv .and assoc. syst., 1972, IERE (England), p. 361—374.

578. **Awcock R. L. J.** Naval shipborne HF receiving arrangements (Pt. 2). — In. Proc. conf. radio receiv. and assoc. syst., 1972. IERE (England), p. 375—392.

579. **Dvorak J.** Electromagnetic field immunity in receiver design. A new parameter in receiver design. — «IEEE Trans.», 1974, v. EMC-16, № 3, p. 149—154.

580. **Palladino G. J., Sugarman R. H.** Interference blanker for HF receivers. — In: IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, N. J., 17—19 Jun. 1969, p. 62—67.

581. **Кузьмин Б. И.** Принципы построения КВ приемников дискретных радиосигналов с компенсацией сосредоточенных помех. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 3.

582. **Арзуманян Ю. В.** Использование параллельных каналов для повышения помехоустойчивости передачи информации при действии сосредоточенных помех. — «Труды ЦНИИМФ. Судовождение и связь», 1974, вып. 184, с. 105—110.

583. **Поляков П. Ф., Ландарь А. А., Миц А. А.** Метод подавления сосредоточенных помех в аналоговых широкополосных системах с составными сигналами. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1973, т. 16, № 3, с. 99—101.

584. **Горбачев А. А.** Радиосовместимость каналов связи по взаимномодуляционным помехам. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1972, т 15, № 9.

585. **Данилов В. И., Васенков Л. В.** Выбор радиосовместимых каналов по взаимомодуляционным помехам. — «Электросвязь», 1974, № 4.

586. **Бибичкова Р. П., Кузнецова В. М.** Распределение помех взаимной модуляции по спектру в системах связи с частотным разделением каналов. — «Труды ЦНИИМФ. Судовождение и связь», 1976, вып. 211, с. 8—13.

587. **Teaque D. C.** Methods for assigning frequencies to avoid intermodulation interference. См. [5, p. 270—277].

588. **Report.** A procedure for describing receiver intermodulation characteristics. См. [2].

589. **Буссанг Дж., Эрман Л., Грейам Дж.** Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов. — «ТИИЭР», 1974, № 8, с. 56—92.

590. **Нивинский В. Е.** О возможной блок-схеме алгоритма вычисления спектра помех на выходе полиномиальной нелинейности. См. [18, с. 24—27].

591. **Sea R. G., Vacroux A. G.** Responce of non-linear systems to inputs with any number of frequency. — «Int. J. Control», 1971, v. 13, № 4, p. 679—690.

592. **Бхаткар В. П., Атре С. Р.** Взаимная модуляция в устройствах с экспоненциальной характеристикой. — «ТИИЭР», 1970, т. 58, № 6.

593. **Гольдин С. М.** О нахождении продуктов преобразования суммы гармонических сигналов, действующих на четырехполюсник с комплексной нелинейностью. — «Радиотехника», 1975, т. 30, № 1.

594. **Борукаев Т. Б., Спектор А. А.** Аналитический метод исследования нелинейных узкополосных трактов. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 4.

595. **Пруслин В. З.** О нелинейном усилении трех гармонических колебаний. — «Радиотехника», 1975, т. 30, № 10.

596. **Морозова Г. Н.** Влияние ошибки аппроксимации на точность расчета перекрестных помех. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 10.

597. **Сверкунов Ю. Д.** К анализу спектра на выходе нелинейной системы. — «Радиотехника», 1972, т. 27, № 8.

598. **Виноградов Е. М.** Анализ интермодуляционных колебаний, возникающих на нелинейных элементах. — «Изв. ЛЭТИ», 1974, вып. 158.

599. **Левит М. О.** Зависимость двухсигнальных характеристик резонансного каскада от нелинейности выходных параметров транзистора. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1973, вып 5, с. 93—100.

600. **Панин Б. А.** Анализ воздействия двух ЧМ сигналов на устройства, содержащие ЧД и ФД. [См. 18, с. 24].

601. **Hoehn A. J.** Analysis of noise and discrete interfering signals impressed upon AM demodulators. См. [10, p. 201—214].

602. **Оценка** действия взаимной модуляции в системе связи на сантиметровых волнах по измерениям дифференциального усиления и фазы. — «Британская промышленность и техника», 1975, № 1.

603. **Бабанов Ю. Н., Манукян С. Г.** О возможности подавления узкополосных помех в системе следящего приема широкополосного ЧМ сигнала в режиме самофазирования. — В кн.: Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов. Под ред. А. С. Винницкого и А. Г. Зюко. М., «Сов. радио», 1972.

604. **Солонников В. А.** Влияние сосредоточенных помех, действующих в нелинейном тракте РПУ, на временное положение телеграфных посылок. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1975, вып. 13.

605. **Шварцман А. Р.** О вероятностной оценке устойчивости радиоприемников к воздействию радиопомех. См. [18, с. 8, 9].

606. **Шварцман А. Р.** К расчету эффективной селективности радиоприемников. — «Радиотехника», 1974, т. 29, № 6.

607. **Володин В. Н.** Вероятность возникновения интермодуляционных помех в УКВ приемниках сетей подвижной связи. — «Труды НИИ Радио», 1974, № 1.

608. **Mendelovicz E., Adams A. T.** Feedline interference with dipole performance. См. [6, p. 343—346].

609. **Adams A. T., Strait B. J.** Modern analysis methods for EMC. См. [4, p. 383—393].

610. **Adams A. T., Baldwin T. E., Warren D. E.** Electric and magnetic near fields of arrays of straight skewed wires. См. [6, p. 337—340].

611. **Cherot T. E.** Calculation of near field of circular aperture antenna using geometrical theory of diffraction. — «IEEE Trans.», 1971, v. EMC-13, № 2, p. 29—34.

612. **Baldwin T. E., Adams A. T.** Near field prediction for antenna arrays. См. [5, p. 137—142].

613. **Halberstein J. H.** Gain average as criteria for antenna EMC-performance. См [6, p. 333—336].

614. **Mason H. P.** Multiple channel UNF reception on Naval Ships. — «Radio and Electronic. Eng.», 1973, v. 43, № 5, p. 299—311.

615. **Gray R. J.** Near field coupling to aircraft in the 1—30 MHZ. — In: 1968 IEEE EMC Symp. Rec., Seatle, Washington, 23—25 Jul. 1968, p. 253—261.

616. **Adams A. T.** e. a. Numerical techniques for radiation and coupling problems. См. [7, p. 219—225].

617. **Heinicke H., Merkert H., Schöffel H.** Simultanbetrieb von Sendern und empfängen im KW-Pereich. — «Bull. Schweiz. electrotechn. Ver.», 1973, B. 64, № 23, S. 1516—1520.

618. **Siarkiewicz K. P., Adams A. T., Warren D. E.** Prediction of near field coupling for straight wire antennas. См. [7, p. 210—218].

619 **Adams A. T.** Aperture coupling by matrix methods. См. [7, p 226—240].

620. **Perini J., Hirosawa K.** Antenna pattern distortion and mutual coupling in antenna farms. См. [7, p. 201—209].

621. **Klimkiewicz R.** Compatibility of transmitting and receiving antennas on a common mast. См. [12, p. 347—350].

622. **Siahatgar S.** Antenna pattern analysis for compatibility prediction. См. [6, p. 321—332].

623 **Cain F. L., Ryan C. E., Cown B. J.** Prediction of near-field antenna coupling in the presence of obstacles. См. [6, p. 310—314].

624. **Cain F. L., Weaver E. E., Duffy E. F.** Prediction of near-field coupling betweem misaligned antennas. См. [8, p. 302—308].

625 **Martin W. M. C.** The reduction of interference to medium and high frequency receiver aerial systems in ships. — In: 1969 IEEE EMC Symp. Rec., Asbury Park, Jun. 17—19, 1969, N. J., p. 49—54.

626. **Bartman H. M., Gardner K., Bascley D. F.** Intra vehicle antenna isolation prediction demonstration. См. [6, p. 154 (abstract)].

627 **Coldhirsh J.** e. a. Radiation from a dipole near a conducting cylinder of finite length. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 2, p. 96—105.

628. **Siegel M. D.** Near field antenna coupling on aerospace vehicles. См. [4, p. 211—216].

629. **Cherin A. H., Goldhirsh J.** Impedance and far field characteristics of a linear antenna near a conducting cylinder. — «IEEE Trans.», 1973, v. EMC-15, № 3, p. 110—117.

630. **Буйвол-Кот Ю. И., Серов Л. А., Цифринович И. И.** Определение связи между антеннами. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ», 1970, с. 100—109.

631. **Siarkiewicz K. R., Adams A. T.** Analysis and prediction of coupling between collocated antennas. См. [6, p. 315—320].

632. **Dillon W. L.** Antenna-to-antenna analysis of the E-4A advanced airborne command post. См. [8, p. 262—266].

633. **Burnside W. D., Marhefka R. J., Yu C. L.** Rollplane analysis of

on aircraft antennas. — «IEEE Trans.», 1973, v. AP-21, № 6, p. 780—786.

634. **Graboweicki A., Kunachowicz K.** Precipitation static noise and shielding in aircraft ADF loop antennas. См. [16, p. 232—237].

635. **Коробко И. Е.** Взаимное влияние двух РЛС при наличии препятствия вблизи антенны одной из них. См. [16, с. 189—195].

636. **Коробко И. Е.** Проблемы ЭМС радиоэлектронных систем при наличии препятствия вблизи них. См. [16, с. 196—204].

637. **Hissink A. J.** Radar antenna with nearfield cylindrical obstruction. — «Proc. IEEE», 1971, v. 59, № 2.

638 **Коробко И. Е.** Оптическое моделирование при решении некоторых задач ЭМС радиоэлектронных средств. — «Изв. ЛЭТИ», 1974, вып. 159.

639. **Stasierski L.** Electromagnetic compatibility and antenna systems in radiocommunication centres. См. [12, p. 277—280].

640. **Hamid M. A. K.** e. a. Radiation characteristics of bent-wire antennas. — «IEEE Trans.», 1970, v. EMC-12, № 3, p. 106—111.

641. **Prount F. M., Polisky L. E., Oliva J. J.** Empirical formula for the prediction of near-field antenna coupling. — In: 1968 IEEE Symp. EMC, San-Francisco.

642. **Siarkiewicz K. R.** Antenna near field coupling. См. [12, p. 388—392].

643. **Лавров Г. А.** Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. М., «Связь», 1975.

644. **Venishi K., Araki K., Ishii A.** Transmitter multiplexing system in UHF mobile radio. — «IEEE Trans.», 1969, v. VT-18, № 1, p. 1—11.

645. **Кузнецов В. Д.** и др. Развязка между передатчиками в устройствах частотного уплотнения антенно-фидерного тракта. — «Электросвязь», 1975, № 2, с. 46.

646. **Дмитренко А. Г.** Развязка антенн с помощью диэлектрической пластины. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1976, т. 19, № 2, с. 123—125.

647. **Neubauer H.** Connector intermodulation phenomena. — «NTZ», 1970, v. 23, p. 266—267.

648. **Якунин Б. С., Барилович О. И.** Влияние продуктов нелинейности на параметры РРЛ. — «Электросвязь», 1975, № 7.

649. **Landt K.** The reduction of EMC due to nonlinear elements and unintended random contacts in the proximity of antennas of high power RF transmitters. См. [12, p. 374—380].

650. **Lenzing H. F.** Higher-order mode excitation in large-aperture receiving antennas. — «Microwave J.», 1969, v. 12, № 12, p. 61—65.

651. **Raschke R. R.** The effects of transmitter source and load impedance on harmonic output spectrum — a new measurement method. См. [6, p. 276—285].

652. **Shiobara W., Techima T.** Disperancy of spurious emission due to loading conditions of a transmitter. — «Дэмба кэнкюсе кихо», «Rev. Radio Res, Lab.», 1970, v. 16, № 87, p. 585—593 (япон., рез. англ.)

653. **Калашников Н. И.** Основы расчета электромагнитной совместимости систем связи через ИСЗ с другими радиослужбами. М., «Связь», 1970.

654. **Сапгир А. И.** Статистический расчет совместимости тропосферных и спутниковых линий радиосвязи. — «Электросвязь», 1972, № 7, с. 48—51.

655. **Bens A. R., Plemel R. A., Copeck J. A., Patriarche M. V.** A computer simulation for the analysis of interference problems related to satelite communication Systems. — In: IEEE Canadian Communication and power Conference, 20—22 Oct. 1976, Montreal, p. 49—52.

656. **Расчет** помех при планировании спутникового вещания в диапазоне 12 ГГц. «Экспресс-инф. Сер. РЛС, ТВ и радиосвязь», 1976, № 18.

657. **Adams J. E., Ax G. G., Jennings R. D.** Compatibility of systems in the 1600 MHz region. См. [6, p. 32—38].

658. **Hufferd G. A.** e. a. Frequency sharing between broadcast satellites and tropospheric scatter systems. См. [6, p. 39—41].

659 **Sviridenko S.** Some technical aspects of spectrum utilization. — «Telecommunic. J.», 1976, v. 43, № 11, p. 683—687.

660. **Margulies A. S.** EMC design for a complex airborne system. См. [4, p. 463—466].

661. **Spina J. F., Rabe R. E.** Application of time charing techniques to the air control interference problem. См. [4, p. 81—88].

662. **Weiner D., Spina J. F., Fitch A.** Towards in improved methodology for mathematically modeling communications receivers. См. [5, p. 175—183].

663. **Ruthroff C. L., Tillatson L. C.** Interference in a dense radio network. — «BSTJ», 1969, Jul.—Aug.

664. **Gibbs G. G.** Control aspects of VHF/UHF Communications systems. См. [11, p. 1.1/1—1.1/6].

665. **Рубинштейн Г. Р., Павлова В. А.** Анализ ЭМС многоканальной системы подвижной наземной УКВ радиотелефонной связи «Алтай-1» со средствами телевидения и УКВ—ЧМ вещания в городских условиях. — «Труды НИИ радио», 1975, № 3.

666. **Биленко А. П.** Взаимные помехи в системах УКВ подвижных радиостанций связи при частотном делении каналов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС», 1971, вып. 7.

667. **Бадалов А. Л., Калашников Н. И.** Методика расчета координационных расстояний. — «Радиотехника», 1972, № 5.

668. **Волошин В. И.** Метод приближенной оценки электромагнитной совместимости комплекса радиосредств. — «Радиотехника», 1976, т. 31, № 11, с. 15—20.

669. **Лукьянова О. Л.** Характеристики использования спектра радиочастот отдельной системой. — «Электросвязь», 1974, № 4.

670. **Иванов Д. И.** О расчете радиопомех в многоканальной системе связи с ЧМ от мешающего сигнала, имеющего дискретный спектр. — «Труды учеб. ин-тов связи», 1974, вып. 64.

671. **Калашников Н. И., Степанов А. П.** К расчету радиопомех

с амплитудной и угловой модуляциями в многоканальных системах связи с ЧМ. — «Радиотехника», 1974, № 2.

672. **Виноградов Е. М.** Об оценке ЭМС в группе связных станций со сложными сигналами. — «Изв. ЛЭТИ», 1975, вып. 169

673. **Бадалов А. Л.** Рациональное использование радиочастотного спектра и вопросы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. См. [18, с. 3, 4].

674 **Бородич С. В.** Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с ЧМ. М., «Связь», 1976.

675. **Виноградов Н. В.** Критерий оценки эффективности использования спектра радиочастот. — «Электросвязь», 1974, № 12.

676. **Шестопалов А. М., Журавлев Э. Н.** Оценки системной электромагнитной совместимости. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1976, № 11, с. 11—21.

677. **Винокуров В. И., Харченко И. П.** Статистическая оценка электромагнитной совместимости. — «Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника», 1972, т. 15, № 4, с. 475.

678. **White D.** EMI/EMC and related training seminars. Summary of training courses. См. [13, р. 1—15 (приложение)].

679. **Князев А. Д.** Об изучении проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в курсах радиотехнического образования. См [17, с. 3, 4].

680. **Князев А. Д.** Об улучшении подготовки радиоинженеров по проблеме электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств различного назначения. См [18, с. 4—7].

681. **Вопросы** электромагнитной совместимости. МРП СССР, № 55(281), 102(328), 128(354), 32(394), 12(437) и 2(448) за 1965—1974 гг. (Библиографический указатель литературы, отечественная и зарубежная литература).

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Анализ ЭМС:
  данные исходные 27, 272, 273, 274, 302—304
  — учитываемые 24, 25
  на ЭВМ 23, 272, 273, 274
  последовательность 23, 24
  этапы 24, 275, 276
Артикуляции индекс 75, 76, 84, 86, 87, 88, 200
  — показатель 74—76, 86, 281
Атмосферы модели 243
Бланк оценочный 120, 121, 185—189, 211, 212
Блокирование 125, 275, 286—290
Влияние ЭМП на РЭС:
  на РЛС слежения 80, 81, 282
  на системы навигации 81, 282
  примеры 20, 21
Восприимчивость 10, 21, 122, 124, 127, 270, 271, 274, 275
  приемников 57, 279
  — к интермодуляционным помехам 294
  — к внеполосным помехам (ПВП) 131, 132, 133, 135
  — по каналам побочного приема (КПП) 129, 130—135, 291
  — по основному каналу 126
Дальнее тропосферное распространение (ДТР) 218, 219, 245
Дифракции область 219
  поле 248, 249
  — расчет 228
Диаграмма направленности антенны 151, 152
  ближняя зона 175, 176
  переходная зона 173, 174
  распределения уровней функция 153—162
Диапазон приемника динамический:
  по блокированию 289
  по интермодуляции 293, 294, 297
  по перекрестной модуляции 289, 297
Диапазоны частот:
  загрузка 277
  классификация 12—14
Динамика роста числа РЭС 276, 277

Единицы измерения поля излучения, связь 29, 32

Затухание из-за осадков 222
Защитное отношение 89, 281, 282

Избирательность приемника:
  по ВЧ 139
  по ПЧ 137, 138, 139
  типового 137
Излучения:
  взаимомодуляционные 272, 286, 300, 301
  внеполосные 21, 271
  комбинационные 272
  на гармониках 95, 283, 300, 301

— — модель представления 102
— — мощность 99—109
— — параметры частотные 113—116, 286
неосновные 27, 272, 276
основные 27, 272
— мощность 95—98, 284, 285
— параметры частотные 109—113
паразитные 108
побочные 21, 96, 271, 272, 283
— определение интенсивности 301
— распределение для магнетрона 117
шумовые 271, 272, 282, 283
Интермодуляция 275
Интерференционная формула 228
Источники ЭМП 14, 15, 29
естественные 32—38
индустриальные 44—51, 277, 278, 279
искусственные 38—44, 276, 277

Каналы приема, определения 275
— — побочного (КПП), характеристики амплитудные 130—133
— — — частоты 128, 129, 290, 291
Комплекс радиотехнический, определение 270
Коэффициент взаимной модуляции 144, 146
— заполнения трассы сушей 233
— использования площади антенны 168, 169
— отражения для случайно шероховатой поверхности 237, 238
— перекрестной модуляции (КПМ) 288, 289
— преломления воздуха 242
— расходимости 241
— связи антенн близко расположенных 298, 299
— усиления антенны, модель 171, 174, 298
— — — номинальный 165, 167
— формы кривой избирательности 138
Критерий допустимого уровня мешающих сигналов:
при блокировании 289
— интермодуляции 293
— перекрестной модуляции 289

Множитель ослабления поля:
дифракционной волны 246, 247, 248
— — диаграммы для определения 250
— — метод расчета на ЭВМ 248, 249
зависимость от рельефа местности 239—242
при распространении в свободном пространстве 220, 233
— — над поверхностью Земли 233
Модуляция взаимная 139—144, 292, 293, 294, 295
— перекрестная 150, 151, 275, 287, 288, 296, 297
Модели представления параметров передатчиков:
для АОП 96—109, 284
для ЧОП 109—118
широкополосного шума 117, 118
Модель огибающих спектров 109, 111, 115
— отражающей поверхности 237
Мощность насыщения 145, 149, 295
— сигнала, эквивалентный уровень 144, 146, 296

Напряженность поля помех при распространении волн:
гектометровых 258
декаметровых 259, 260
мириаметровых и километровых 257, 258
Насыщение приемника помехой 148, 149, 150, 296

Остина формула 257
Оценки ЭМП:
амплитудная 68, 69, 70, 126, 130, 195, 196, 280, 281
возможные соотношения 64
вероятностные 65, 67
данные исходные 201, 206—208
детальная 73, 74, 140—144, 199, 200, 292
комплексная 200, 201, 281
переменные зависимые 63, 64
переменные независимые 62, 63
основные соотношения 194
последовательность 68, 280, 281
упрощенный способ 182—192, 301
учет взаимной ориентации антенн 178—182, 299, 300, 301
учет характеристик антенн 158, 159
частотная 70—73, 109, 197—199
— в канале связи 135—137
— по соседнему каналу 137—139
— типовой результат 205
энергетическая 280

Параметры антенны, зависимость от частоты и поляризации 171—173, 298
Полоса частот передатчика, ширина (ШПЧ) 109, 110, 111, 284, 285
Полутени и тени область 218, 219
распространение волн 245—251
Помехи электромагнитные непреднамеренные 11, 12—16, 270
внутрисистемные 16—18, 270, 278, 279
вне полосы пропускания 71, 125, 126, 290
в полосе пропускания 71, 123, 124
импульсные 78—90
каналов побочного приема 131—133
межсистемные, пути уменьшения 15—19, 270
на ТВ изображении 77, 78, 88
немодулированные 92, 93
по соседнему каналу 124, 125, 139, 140
проводимости 10, 14
от ЛЭП 46, 47, 278
от систем автомобильного зажигания 44, 277, 278
Порог восприимчивости 279
к ПВП 127, 129, 130, 292
к ППП 127
Порог насыщения 145, 146, 148, 149, 296

Потери при распространении:
  вероятности распределения 261
  в ионосфере 221, 223—227, 254, 255
  в свободном пространстве 184
  в тропосфере 221, 252
Прямой видимости область:
  распространение волн 242—244
  расчет поля 228

Радиоволны, механизмы распространения 217—227
Радиосистема, определение 270
Разделение временное 63
— частотное 62
Разнос пространственный 63, 201—203
Рассеяние ионосферное 218, 219, 253, 257
Расчет ЭМП, примеры 118—122
Расстояние численное 234, 235
Релея критерий 236
Рефракция, градиент индекса 243
Рецепторы ЭМП 10, 14, 30
  естественные 51—54
  искусственные 54—61

Спектр частотный 265
  использование 12—15, 265
Спектры радиопередатчиков 94, 95
— сигналов, огибающие 112—115, 284, 285
Стандарты опережающие 268, 271

Фока дифракционная формула 245

Характеристики систем, отображающие степень воздействия помехи:
  навигации 81, 82, 83
  передачи сигналов изображения 77, 88, 89
  — цифровой информации 76, 282
  пороговые 81, 84, 85
  радиотелефонных 84, 86, 87
  РЛС наблюдения 77, 86
  — слежения 80, 81
Характеристики антенн, используемые при анализе ЭМС 157, 158, 162—170, 297

Частотные диапазоны, классификация 12—14

Шум передатчиков широкополосный 96, 283, 294

Электромагнитная обстановка 23, 273, 274
Электромагнитная совместимость 11, 266, 267
— — условия соблюдения 66, 67

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ АББРЕВИАТУРЫ

АОП — амплитудный метод оценки помех
АПЧ — автоподстройка частоты
АРУ — автоматическая регулировка усиления
АФУ — антенно-фидерное устройство
ВЭМП — внутрисистемные электромагнитные помехи
ДН(А) — диаграмма направленности (антенны)
ДОП — детальный метод оценки помех
ИКО — индикатор кругового обзора
ИП — источник помехи
КВМ — коэффициент взаимной модуляции
КИП — коэффициент использования поверхности (антенны)
КОП — комплексный метод оценки помех
КПП — канал побочного приема
ЛЭП — линия энергопередачи
МЭМП — межсистемные электромагнитные помехи
ОО — помеха от основного (О) излучения мешающего передатчика, действующая по основному (О) каналу приемника, испытывающего помеху
ОП — помеха от основного (О) излучения мешающего передатчика, действующая по побочному (О) каналу приемника, испытывающего помеху (по КПП)
ПВП — помехи вне полосы пропускания (приемника)
ПИ — помехи излучения
ПО — помеха от побочного (П) излучения мешающего передатчика, действующая по основному (О) каналу приемника, испытывающего помеху
ПП — помеха от побочного (П) излучения мешающего передатчика, действующая по побочному (П) каналу приемника, испытывающего помеху
ППМ — параметр перекрестной модуляции
ППП — помехи в полосе пропускания (приемника)
ПРП — помехи, распространяющиеся по проводам (помехи проводимости)
ПСК — помехи по соседнему каналу (приемника)
РЛС — радиолокационная станция (система)
РП — рецептор помехи

РРЛ	— радиорелейная линия
РЭС	— радиоэлектронная система (радиоэлектронное средство)
СКО	— среднеквадратичное отклонение
СПГ	— супергетеродинный (приемник)
ТРРЛ	— тропосферная радиорелейная линия
ТВ	— телевидение, телевизионный
УВД	— управление воздушным движением
УОП	— упрощенный способ оценки помех
ФКС	— Федеральная комиссия связи
ЧОП	— частотный метод оценки помех
ШПЧ	— ширина полосы частот
ЭВ	— электровоспламенитель
ЭМО	— электромагнитная обстановка
ЭМП	— электромагнитная помеха

ОГЛАВЛЕНИЕ

От издательства 5

Предисловие редактора 6

Глава 1

Электромагнитная совместимость и непреднамеренные электромагнитные помехи 11

1.1. Общие сведения о непреднамеренных помехах . . 11
1.2. Основы прогнозирования ЭМС 20
1.3. Источники и рецепторы электромагнитных помех 28

Глава 2

Основы оценки функционирования РЭС в условиях помех 62

2.1. Общие сведения 62
2.2. Поэтапная оценка помехи 67
2.3. Рабочие характеристики систем, отображающие степень воздействия помехи 74

Глава 3

Параметры передатчиков, используемые для прогноза ЭМП 93

3.1. Излучения передатчиков 93
3.2. Модели представления параметров передатчиков для АОП 96
3.3. Модели представления параметров передатчиков для ЧОП 109
3.4. Примеры расчета ЭМП 118

Глава 4

Оценка помех в радиоприемных устройствах 122

4.1. Типы помех и их воздействие на приемное устройство 122
4.2. Амплитудные методы оценки 126
4.3. Оценка воздействия помех с учетом их частотных особенностей 135
4.4. Детальная оценка помех 141

Глава 5

Характеристики антенн, используемые для расчета ЭМП 151

5.1. Диаграмма направленности антенны 151
5.2. Характеристики антенны, используемых при АОП, ЧОП и ДОП 162
5.3. Основные и неосновные направления излучений 163

5.4. Частотно-поляризационные и энергетические параметры антенны 165
5.5. Усиление атенны в дальней, переходной и ближней зонах 173
5.6. Учет взаимной ориентации антенн 178

Глава 6

Дополнительные расчетные данные и некоторые примеры анализа МЭМП 182
6.1. Упрощенный способ оценки помех (УОП) 182
6.2. Основные функциональные соотношения при поэтапном способе оценки ЭМП 194
6.3. Подготовка и определение исходной информации, необходимой для оценки МЭМП 201

Приложение.

Распространение сигналов мешающих радиостанций 217
П.1. Механизмы распространения радиоволн 217
П.2. Распространение волн в свободном пространстве 220
П.3. Область прямой видимости 227
П.4. Влияние метеорологических условий на распространение радиоволн в области прямой видимости 242
П.5. Распространение в области полутени и тени 245
П.6. Область дальнего тропосферного распространения радиоволн 251
П.7. Область ионосферного рассеяния радиоволн . . 253
П.8. Регулярные отражения от ионосферы 257
П.9. Распределение вероятности потерь при распространении 261
Список литературы 262
Послесловие 265
Комментарии 270
Список литературы 305
Предметный указатель 341
Используемые аббревиатуры 345

ИБ № 240

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
И НЕПРЕДНАМЕРЕННЫЕ ПОМЕХИ

Дональд Р. Ж. Уайт (составитель)

Выпуск 1

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭМС.
МЕЖСИСТЕМНЫЕ ПОМЕХИ

Сокращенный перевод с английского
под редакцией *А. И. Сапгира*

Послесловие и комментарии *А. Д. Князева*

Редактор *И. И. Рюжина*
Художественный редактор *А. Н. Алтунин*
Обложка художника *В. Е. Карпова*
Технический редактор *А. А. Белоус*
Корректор *Н. Н. Лоскутова*

Сдано в набор 29/VI-77 г. Подписано в печать 26/IX-77 г.
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2
Объем 18,48 усл. п. л. 20,688 уч.-изд. л.
Тираж 19300 Зак. 1853 Цена 1 р. 40 к.
Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Москва, И-41, Б. Переяславская, 46.

Э32 **Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи.** Составитель Д. Р. Ж. Уайт Джермантаун, Мериленд, 1971—1973. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Сокращ. пер. с англ. Под ред. А. И. Сапгира. Послесловие и комментарии А. Д. Князева. М., «Сов. радио», 1977.

352 с. с ил.

Рассмотрены некоторые методы расчета межсистемных электромагнитных помех, изложены способы представления характеристик основных устройств РЭС (передатчиков, приемников, антенн), необходимых для оценки ЭМС. Книга представляет собой справочно-методическое пособие для инженеров-конструкторов и исследователей, разработчиков радиоаппаратуры, а также специалистов смежных областей. Может быть использована преподавателями и студентами вузов и техникумов.

Э $\frac{30401\text{-}079}{046(01)\text{-}77}$ 08-77

6Ф2.1

Издательство «СОВЕТСКОЕ РАДИО»
готовит к выпуску в 1978 г.

Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Составитель *Д. Р. Ж. Уайт Джермантаун.* Мериленд, 1971—1973 г. Вып 2. Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения. Сокращ. пер. с англ. Под ред. А. И. Сапгира.

В данном выпуске справочно-методического пособия излагаются причины возникновения и методы подавления внутрисистемных электромагнитных помех различного характера и происхождения, возникающих в приборах и устройствах, компонующих радиоэлектронные средства, а также, в различных сооружениях. Рассматриваются рациональные способы заземления и связей между блоками, агрегатами и т. п., методы монтажа, фильтрации и экранирования, осуществления кабельных соединений, применение противопомеховых мероприятий на различных структурных уровнях аппаратуры. Приводится обширный справочный материал и примеры расчета.

Книга предназначается для инженеров-конструкторов и технологов, разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, ее узлов и элементов, а также для проектировщиков сооружений и зданий. Она может быть использована преподавателями и студентами вузов и техникумов в качестве учебного пособия. Книга заинтересует сотрудников служб управления и эксплуатации РЭС.

Уважаемые читатели!

Напоминаем Вам, что тиражи книг определяются на основании сделанных Вами заявок.

Заказы на книги издательства «Советское радио» принимают все магазины, распространяющие научно-техническую литературу. Для заказа книги заполните открытку с указанием Вашего адреса, на обороте открытки надо выписать название и фамилии авторов нужной Вам книги, а также проставить номер позиции этой книги по Тематическому плану выпуска литературы.

Своевременно оформляйте предварительные заказы на интересующие Вас книги!

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
10	17 снизу	...«рецептор (помеха)»...	...**«рецептор (помехи)»**...
51	1 сверху	...рис. 1.36...	...рис. 1.35...
54	9 снизу	Искусственные резисторы...	Искусственные рецепторы...
58	16 сверху	...величину отношения мощности помехи к шуму...	...восприимчивость...
104	1 снизу	...$f_{0T}<300$ МГц;	...$f_{0T}>300$ МГц.
121	8 сверху	$R_R(f_{0R})$...	$P_R(f_{0R})$...
121	13—17 сверху	строки таблицы с результатами по п. 17—21 смещены на 1 строку вверх	строки таблицы следует сместить на одну вниз
132	1 снизу	...$=3...20$ дБ.	...$=3$ прибавить 20 дБ.
170	9 сверху	...θ_E/θ_H.	...θ_E, θ_H.
292	9 снизу	$U_N=U_F=U_{NF}$,	и $U_N=U_F=U_{NF}$,
311	2 сверху	..., «Связь»,	..., «Транспорт»,
350	3 сверху	...Д. Р. Ж. Уайт Джермантаун,	...Д. Р. Ж. Уайт. Джермантаун,

Зак. 1853

1

ЭМС РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

1,25 K.